



TITLE:

高速大容量二重重ね巻直流機の整流と試作に関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

高月, 一

---

CITATION:

高月, 一. 高速大容量二重重ね巻直流機の整流と試作に関する研究. 京都大学, 1983, 工学博士

ISSUE DATE:

1983-03-23

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.r4946>

RIGHT:

# 高速大容量二重重ね巻直流機の 整流と試作に関する研究

昭和57年 8 月

高 月 一

DOC
1982
21
電気系

# 高速大容量二重重ね巻直流機の整流と試作に関する研究

## 目 次

	Page
第 1 章 緒 論 .....	1
1.1 高速大容量直流機の問題点 .....	1
1.1.1 高速大容量直流機の沿革 .....	1
1.1.2 高速大容量直流機の限界出力向上と整流問題 .....	2
1.2 本研究の目的と意義 .....	3
1.2.1 高速大容量直流機の整流研究の方向 .....	3
1.2.2 精密な整流解析理論の確立 .....	3
1.2.3 高速大容量直流機の試作研究と理論の検討 .....	4
1.2.4 本研究の成果と今後の見通し .....	4
1.3 内容梗概 .....	5
第 2 章 二重重ね巻直流機の整流理論 .....	7
2.1 緒 言 .....	7
2.2 整流解析理論の問題点 .....	7
2.3 整流方程式 .....	8
2.4 整流磁束と整流起電力 .....	12
2.4.1 整流磁束 .....	12
2.4.2 整流起電力 .....	24
2.5 リアクタンス電圧 .....	25
2.6 結 言 .....	26
第 3 章 インダクタンス .....	27
3.1 緒 言 .....	27

	Page
3.2 インダクタンスの種類 .....	27
3.3 スロット内インダクタンス .....	29
3.4 巻線端部の漏れインダクタンス .....	30
3.5 歯端漏れの各インダクタンス .....	35
3.6 リアクタンス電圧の周波数依存性 .....	35
3.7 結 言 .....	44
第 4 章 整流方程式の解 .....	45
4.1 緒 言 .....	45
4.2 理 論 式 .....	45
4.3 解析手法 .....	46
4.4 演算時間の比較 .....	48
4.5 計 算 例 .....	49
4.5.1 モデル機の仕様 .....	49
4.5.2 リアクタンス電圧, 整流磁束, 整流起電力 .....	50
4.5.3 電流変化 .....	52
4.5.4 ブラシ接触電圧降下 .....	53
4.5.5 無火花帯 .....	54
4.6 結 言 .....	56
第 5 章 整流に影響を与える諸因子 .....	57
5.1 緒 言 .....	57
5.2 整流磁束分布 .....	57
5.2.1 主極補極間距離 .....	57
5.2.2 電機子 A T による磁束分布 .....	61



	Page
5.2.3 補極先端角度と先端幅の影響 .....	62
5.2.4 補極磁束利用率 .....	65
5.2.5 補極空隙 .....	66
5.2.6 補極ATと補償巻線ATの配分 .....	67
5.2.7 補極端に接近するスロット内巻線の誘導起電力 .....	68
5.2.8 電機子ATとブラシカバリング .....	69
5.2.9 整流磁束分布の計算例 .....	70
5.3 整流起電力 .....	71
5.4 各条件の整流特性への影響 .....	71
5.4.1 補極添加励磁率 .....	71
5.4.2 電機子電流 .....	75
5.4.3 回転速度 .....	77
5.4.4 ブラシ抵抗 .....	79
5.5 結 言 .....	81
第6章 高速大容量二重重ね巻直流機の試作 .....	82
6.1 緒 言 .....	82
6.2 高速大容量機に対する二重重ね巻直流機の適用 .....	82
6.2.1 二重重ね巻直流機の特徴 .....	82
6.2.2 二重重ね巻直流機の問題点 .....	83
6.2.3 二重重ね巻直流機の整流解析 .....	83
6.3 従来の二重重ね巻機の例 .....	83
6.4 試作機の仕様と設計内容 .....	86
6.4.1 仕 様 .....	86
6.4.2 Punga 結線の検討 .....	86
6.4.3 構造設計内容 .....	91
6.5 試作機の試験結果と評価 .....	97
6.5.1 整 流 .....	97

	Page
6.5.2 整流子片間電圧 .....	101
6.5.3 温度上昇 .....	104
6.6 限界出力の向上に関する見解 .....	104
6.7 結 言 .....	104
第7章 結 論 .....	105
謝 辞 .....	107
参 考 文 献 .....	108
付 録 .....	110
付録1 二重重ね巻方式における整流周期 .....	110
付録2 ブラシの接触電圧降下特性の表現 .....	112
付録3 巻線ピッチと補極中心位置の関係 .....	113
付録4 インダクタンスの計算 .....	131

## 1.1 高速大容量直流機の問題点

### 1.1.1 高速大容量直流機の沿革

直流機の限界出力を考えるとときには、温度上昇（熱的条件）と機械強度（機械的条件）とともに整流条件が問題となる。とくに高速大容量直流機では整流条件からの制約が厳しい。

従来から直流機の限界出力を示す目安として、その容量 $P$ 〔kW〕と回転速度 $N$ 〔rpm〕の積、すなわち $PN$ 値が用いられている。普通の設計仕様と使用条件ではこの値は $1.8 \times 10^6$ 〔kW.rpm〕程度であった。<sup>(1)</sup>例えば、容量が3,000 kWであれば600 rpm程度、あるいは、回転速度が1,800 rpmであれば出力は1,000 kW程度までが従来の限度とされていた。従って、3,000 kWの容量で1,200 rpmの要求があると、1,500 kW 1,200 rpmの直流機を2台製作して電氣的に並列、機械的に直列に結合するなどの手段をとってきた。

もし、1台で3,000 kW 1,200 rpmが製作できれば、設備費や据付面積、運転・保守の面から2台に分割するよりも経済上有利になる。このような課題は、直流機だけでなく回転電気機械に共通したものである。すなわち、回転電気機械の出力係数<sup>\*</sup>をできるだけ大きくすること、言い換えると与えられた出力に対してその機械の体格をできるだけ小さくすることは、機械の設計製作上最も基本的な課題である。

一方、大形直流機の需要は、製鋼業の圧延用電動機および鋁山巻上用電動機ならびにそれらの電源などの分野に多い。これらの産業界の設備は、いずれも大規模化し直流機に与えられる仕様も大容量のものが多くなってきた。とくに、わが国の製鋼圧延設備は、経済の発展とともに急速に拡充され、直流機の単機出力の増加、すなわち限界出力の向上が求められてきた。

この傾向は、わが国だけではなく、諸外国でも同様であり、とくに欧州ではすでに1930年代から製鉄圧延、巻上、船舶用などの直流機の限界出力の向上に努力してきた。<sup>(2)</sup>

この結果、回転電気機械のなかで最も古い歴史をもつ直流機でもその限界出力は次第に向上し、出力係数も大きくなり、高速大容量直流機の技術課題が重視されている。<sup>(3)</sup>

$$\text{註) } * \text{ 出力係数} = \frac{\text{出力〔kW〕}}{\text{回転速度〔rpm〕} \times D^2 L}$$

ここに、 $D$  = 電機子直径〔m〕， $L$  = 電機子鉄心長〔m〕

### 1.1.2 高速大容量直流機の限界出力向上と整流問題

直流機には整流子とブラシがあり、他の回転電気機械と比較すると、一般に熱的および機械的制約よりも整流条件の制約の方が厳しい。従って他の回転機よりもその出力係数は小さくなっている。直流機の限界出力の目安となるPN値を 電圧 × 電流 × 回転速度 に分解し、整流条件からみると、電圧は整流子片間電圧、電流 × 回転速度 はリアクタンス電圧を代表しているものと考えられる。

第1の整流子片間電圧は、直流機の整流条件の一つとして知られている。この整流子片間電圧がある限度以上に高くするとフラッシュオーバーを発生し、直流機の運転に支障を与えることが多い。整流子片間電圧の限度値は、整流子周辺速度などによって異なり、低速機（周速 25 m/s 未満）で 45 [V]、高速機（周速 25 m/s 以上）で 40 [V] 程度ということが経験的に知られている。

第2のリアクタンス電圧は、整流火花に関係するもので、整流子片とブラシが接触し電機子電流が流れているときに電機子巻線に発生する電圧である。このリアクタンス電圧を低くすることは、直流機の整流をよくする要因の一つとして重要視され、古来多くの研究が続けられてきた<sup>(4)</sup>。

さて、一般の直流機では一重波巻または一重重ね巻の電機子巻線が採用されているが、直流機の出力が大きくなってくると、整流子片間電圧を高く設計することになり、整流子片間電圧の限度についての解決策が必要となる。その解決策の一つとして電機子巻線に二重重ね巻の電機子巻線方式を採用することが提案された。

二重重ね巻方式は、2つの電機子巻線を一つの電機子の中に納めるもので、2つの電機子巻線の負担する電流が常に平衡して流れる必要がある。従って、二重重ね巻方式では、2つの電機子巻線の間の平衡を維持するための均圧結線を取り付ける。この均圧結線を正しく配置しないと整流を悪化させたり、均圧結線や電機子巻線を焼損したりすることがある。二重重ね巻方式の採用に際しては、電機子巻線法則を正しく理解し、均圧結線の選定に十分な配慮をしなければならない。

一方、二重重ね巻方式を採用すれば、整流子片間電圧は、一重重ね巻方式のときよりも低くなると考えられるが、限界出力を向上させるために、二重重ね巻方式にしてなおかつ整流子片間電圧は上述の 40～45 [V] の限度値近くまで採用することになる。このようにすれば、二重重ね巻方式の場合には一重重ね巻方式のときに設定した機械の端子電圧を2倍に高くできるから、電流値を同じにすると機械の出力は2倍になる。従って限界出力も一重重ね巻のときの2倍になる。

また、二重重ね巻方式でもリアクタンス電圧については、一重重ね巻方式と同じように重要であり、限界出力向上のためにはリアクタンス電圧を低くするように整流問題について十分に検討しなければならない。

なお、リアクタンス電圧を低くするために電機子スロット深さを浅くすると電機子巻線の導体断

面積が減少し、温度上昇が高くなるから熱的制約についての対策も必要となる。また、限界出力向上のために回転速度を高めれば、整流子の機械的強度の制約についても配慮しなければならない。

このように、高速大容量直流機の設計に際しては、整流子片間電圧の制限とリアクタンス電圧の低減についての検討が最も重要であり、さらにこれらの検討に加えて熱的および機械的制約についての対策をたてる必要があるが、高速大容量直流機の限界出力向上には整流問題が最も優先する課題である。

## 1.2 本研究の目的と意義

### 1.2.1 高速大容量直流機の整流研究の方向

大容量直流機の整流については、小容量機に比べてその整流現象を詳細に考慮する必要がある。小容量機では、主として経済上の理由から小形軽量化の要求が厳しいことが多く、熱的および機械的制約の方が整流についての制約よりも優先する。従って、小容量機の整流についての従来の近似的解析手法を大容量機に適用すると、限界出力の近傍での検討が不十分となり、不経済な結果となりかねない。

大容量直流機の整流についてとくに問題となる要件は次の通りである。

- (1) 電機子巻線方式が多様で、例えば、一重重ね巻、二重重ね巻、均圧結線の適用などを考慮する必要がある。
- (2) ブラシのカバリングが広く、同時に整流される電機子巻線が複数あり、これらが相互に電磁結合している。
- (3) 一つのスロットに複数の導体が入る場合が多い。
- (4) 電機子巻線のピッチの短節の程度が、例えば、階段巻のように複雑である。
- (5) N極、S極下の整流状態が同一でない場合がある。

整流技術の進歩とは、これらの諸要件をできるだけ厳密に考慮して整流に関する設計を充実してきた過程である。

本研究は、高速大容量直流機の限界出力を向上するための二重重ね巻方式について、上記の諸要件をすべて考慮した整流理論を確立し、さらに高速大容量二重重ね巻直流機の実例として限界出力に近い試作機の内容を論じ、理論の妥当性を示したものである。

### 1.2.2 精密な整流解析理論の確立

直流機には整流子とブラシがあり、その間に電流を流すことから整流問題が出てくる。整流とは、多数の電機子巻線の電流の極性を順次、短時間内に切換えていくことである。

整流技術は、整流のときに電機子巻線に誘導される起電力、すなわち、リアクタンス電圧を低

く抑えて、有害な火花<sup>(5)</sup>を発生しないようにするためのものである。これは古くから直流機の重要な課題である。また、直流機は制御しやすいために直流電動機として広く使われており、整流技術の実用上の価値も高い。

直流機の整流解析については古来多くの研究があり、最近では計算機による解析も進歩してきた。そして、その成果は、設計・試験の段階で有効に使用されつつある。しかし、1.2.1に述べたように整流現象は複雑であり、諸種の仮定を設けて解析することになる。しかも、ブラシの接触特性が非線形であり、整流解析は歴史的にも難問であるとされてきた。

本論文の第2章と第4章において、整流方程式についての解析を総括し、最近、特に重要になってきた計算機による精密な整流解析法を述べ、それを高速大容量機の設計の検討に適用した例証を示している。

### 1.2.3 高速大容量直流機の試作研究と理論の検証

高速大容量二重重ね巻直流機の試作研究のために下記の仕様を設定した。

出力 2,250 kW (設計目標 3,000 kW)

電圧 750 V, 回転速度 1,800 rpm, 過負荷耐量 150 % 1 分間

筆者は、本試作機の基本設計を担当し、二重重ね巻方式の採用に際して従来の実績を吟味し、とくに均圧結線の選定に留意した。その結果、Punga 結線<sup>\*</sup>と称する第三種均圧結線を採用した。試験成績は、筆者が新しく確立した精密な整流解析理論式によって求めた無火花整流帯とほぼ同等の無火花運転領域を確保できたことを実証し、世界で初めて PN 値が  $5.4 \times 10^6$  [kW・rpm] の直流機の試作に成功した。

### 1.2.4 本研究の成果と今後の見通し

本研究によって二重重ね巻直流機の実用的な整流理論を確立した。その結果、高速大容量直流機の最大の問題点であった整流能力の向上についての知見を得て、直流機の限界出力を高めることができた。また、その実例として 3,000 kW 1,800 rpm の直流機の試作経過を述べ、限界出力の目安である PN 値が従来の  $1.8 \times 10^6$  [kW×rpm] に対して  $5.4 \times 10^6$  [kW×rpm] を達成できたことを例証した。

さらに、今迄整流調整に悩まされていた機械についての検討に本研究の成果を適用してその実用上の価値の高いことを確認した。

---

註) \* Punga 結線は、Punga 氏によって提案されたものである。<sup>(6)</sup>

### 1.3 内容梗概

本論文は、高速大容量二重重ね巻直流機の整流と試作に関する研究成果をまとめたものであり、下記にその内容梗概を示す。

第1章は、高速大容量直流機についてその沿革と問題点を述べ、出力限界を向上するためには整流問題が最も大きな問題点であることを論じた。そして出力限界の向上に対して電機子に二重重ね巻方式を導入するには基本となる整流解析理論の確立が必要であることを明らかにした。

第2章には、まず直流機の整流解析理論の歴史の概要を紹介し、本研究の位置づけを明確にした。すなわち、高速大容量二重重ね巻直流機では整流問題がその出力限界を握るから、従来よりもより精密な整流解析理論が必要であることを確認し、その問題点を指摘し、本研究の前提条件を明確にして整流理論の骨子を明らかにし、整流方程式を確立した。

ここで、Punga 結線が均圧結線だけでなく、整流時には電機子巻線の一部分として動作するということを示し、整流周期が Punga 結線の有無によって異なるので整流方程式を2種類に分けることになった。さらに、整流に関して設計上重要な整流磁束の分布を求めるために、複雑な磁極の形状に対して静電(磁)場の解析によく使われる Schwarz-Christoffel 変換法を導入し、補極の下とその近傍にわたる整流帯中の磁束分布を精密に計算できる基本式群を与えた。

次に、整流磁束によって電機子巻線に誘導される整流起電力が電機子電流の反転すなわち整流時に電機子巻線に発生するリアクタンス電圧を補償するように、整流起電力とリアクタンス電圧の分布状況を検討することが本研究の基本であることを明確にした。

第3章では、整流方程式において重要なリアクタンス電圧に関して整流時に関連するスロットや巻線端部などの自己および相互インダクタンスについて、巻線導体のスロット内外での相互位置を考慮した二次元解析法を導入し、各種のインダクタンスの基本式を明らかにした。とくに、二重重ね巻方式では同時に整流を受ける電機子巻線の数が多いのでこれらの自己および相互インダクタンスを精密に求めることが必要である。

次に、電機子の回転速度が変わり整流周波数が変化した場合を論じ、各種の整流電流曲線のモードに対してリアクタンス電圧の高調波成分の影響の少ないことを明らかにした。

第4章は、整流方程式の解法について反復法(RKG法とGear法)および差分法の三手法を比較し、整流モードが直線整流や正弦波整流などの比較的ゆるやかな特性を期待する整流設計の問題に対してはGear法が積分回数が少なく効果的であることを明らかにした。次に、具体例として4500kWの直流電動機について整流磁束・整流起電力・リアクタンス電圧の分布状態が計算によってグラフ化できることを述べた。さらに、その結果から整流周期内の各巻線の電流反転の状態・ブラシ接触電圧降下および無火花整流帯を求めて、本研究の結果が実機の整流に関する設計とその検討に極めて有効であることを明確にした。



第5章では、整流に影響を与える機械の内部因子と外的な諸条件について論じた。すなわち、内部因子として補極の寸法や空隙などの整流に関する設計に必要な各部の具体的な諸因子について、整流磁束分布に対する影響の程度を詳細に検討してグラフ化した。その結果、補極先端の角度が $90^\circ$ に近いものは、空隙を変えると、補極下の磁束分布が大きく変化するからそのような補極形状は、整流調整好ましくなく $60^\circ$ がよいことなどの理論的根拠を示し、設計上有用な指針を与えた。

次に、外部条件として電機子電流、回転速度、ブラシ抵抗を変えた場合の整流に対する影響を電流反転の状態・ブラシ接触電圧降下の計算結果によって例示した。その結果、補極の添加励磁による過整流の状態や、回転速度が高くなると整流能力が低下する様子などが明らかになった。

これらによって従来の試行錯誤的な整流調整に比較して無駄の少ない調整ができるようになり実用面でも有益であることを強調した。

第6章は本研究の具体例として試作した高速大容量二重重ね巻直流機 $3000\text{ kW } 1800\text{ rpm}$ についてその内容を述べ、次にその整流試験結果と上述の解析手法を用いた結果を加えてその妥当性を検証した。さらに温度上昇試験の結果も仕様を満足するものであり、本機が従来の出力限界として通説されていた $3.6 \times 10^6\text{ kW} \cdot \text{rpm}$ という目安値を超えた新記録値 $5.4 \times 10^6\text{ kW} \cdot \text{rpm}$ を達成したことを実証した。なお、二重重ね巻巻線についてその巻線条件と電圧ベクトルによる検算法を述べて、階段巻にして全整流子片にPunga結線がつけられるように(スロット数/極対数)を偶数にすることを設計上の要諦とした。

第7章は以上の成果をまとめて本論文の結論とした。

## 第2章 二重重ね巻直流機の整流理論

### 2.1 緒 言

直流機には整流子とブラシがあり、その間に電流を流すことから整流問題が出てくる。整流とは多数の電機子巻線の電流の極性を順次、短時間内に切換えていくことである。

整流技術は、整流のときに電機子巻線に誘導される起電力を低く抑えて、有害な火花が発生しないようにするためのものである。これは、直流機の最も重要な問題である。また、直流機は制御性がよいために直流電動機として広く使われており、整流技術は実用的にも価値が高い。

さて、純直流電流の場合の整流解析については古来多くの研究があり、最近では計算機による解析も進歩してきた。そして、その成果は設計・試験の段階に有効に活用されつつある。しかし、二重重ね巻直流機については、ブラシカバリングが広くその整流理論については不明確であった。

本章では二重重ね巻直流機の整流方程式についての解析を総括する。

### 2.2 整流解析理論の問題点

直流機の整流現象は一つの転流現象であり、この転流を良好に（有害な火花が発生しないように）行なわせるようにする技術工夫・研究開発の活動が従来から“整流研究”と呼ばれてきた。整流研究のための整流方程式の確立とその解析は、次の諸条件のために非常に困難なものである。

- (1) 巻線方式が多様である（例えば、重ね巻、波巻、多重化、均圧結線併用など）。
- (2) 同時に整流される巻線が複数あり、これらが相互に電磁的に結合している。
- (3) ブラシと整流子片間の接触抵抗が一定でなく、電流の関数である。
- (4) 一つのスロットに多数の導体を入れる場合が多い。
- (5) 補極下の磁束分布による整流起電力の分布や変化が複雑である。
- (6) ブラシの接触の機構が複雑である。
- (7) 電機子巻線ピッチの短節の程度が複雑である。とくに、二重重ね巻の場合の階段巻の場合が問題である。
- (8) N極、S極下の整流状態が同一状態でない場合がある。

整流技術の進歩とは、こうした諸要因をできるだけ詳細に考慮して整流設計を充実しようとしてきた過程であるといっても過言でない。とくに、高速大容量二重重ね巻直流機についてはその整流理論が不明確であった。従って、直流機の限界出力は伸展しなかった。

歴史的な流れにそって、整流現象の研究を述べると、この端緒は1800年代にさかのぼる。すべての回転機の研究の端緒は欧州からといわれるが、直流機の整流研究はその典型である。

ブラシによって短絡された電機子巻線にKirchhoffの法則を適用し、電流に関して成立つ式（

整流方程式)によって整流の良否・難易を吟味する試みの緒端は1898年のArnold, Mie<sup>(7)</sup>の両氏である。しかし、この研究は、初歩的なものであり、実際の整流現象を把握するには不十分なものであった。その後、この問題を解明するためにRüdenberg氏<sup>(8)</sup>, Poincare氏<sup>(9)</sup>, Bethenod氏<sup>(10)</sup>の研究がなされた。しかし、1915年頃を境にして、整流現象が複雑なために、整流解析の研究は少なかった。その後、近代になって電算機を利用して、数値解析により複雑な整流方程式を解く試みをLinville氏<sup>(11)</sup>, Alger氏<sup>(12)</sup>, Tarkanayi氏<sup>(13)</sup>, 乙武氏<sup>(14)</sup>, Ewing氏<sup>(15)</sup>, 宮地氏<sup>(16)</sup>, 松田氏<sup>(17)</sup> 阪部氏<sup>(17)</sup>が行った。乙武氏はアナログ計算機を用い、松田氏は境界値問題を反復積分法により、阪部氏はGear法による反復積分法と差分法を併用することにより解析を行い、時代とともに大容量機の解析に適したものとなりつつある。

一方、ブラシの非線形性を重視して、整流問題を取り扱った研究は、安部氏<sup>(19)</sup>, 林氏<sup>(20)</sup>の研究を緒端に、一木氏<sup>(21)</sup>が詳細な実験研究により、この方面の研究が注目された。また、卯本氏, 林氏<sup>(22)</sup>の電圧-電流特性の折線近似による解析, 松田氏<sup>(17)</sup>の指数関数表示も非線形性の研究として有名である。

また、整流方程式中に含まれる電機子短絡巻線インダクタンスの計算, 補極空隙磁束分布, 整流起電力分布を複雑な諸条件を考慮して求めることが重要な問題であり、これが整流研究の障害であったが、大容量機の整流研究にこの方面の研究の進歩による寄与は大きい、古くはDreyfus<sup>(23)</sup>が詳細に取り組んでいたが、Langsdorf<sup>(24)</sup>もこの方面の研究を行った。

筆者は、これらの研究を参考にして、高速大容量機および二重重ね巻機の複雑な整流現象を詳細に検討し、その理論式を確立し、その解析法を明らかにした<sup>(25)</sup>。以下、その成果を述べる。

## 2.3 整流方程式

整流現象を検討するためには、電機子電流の転流状態および転流期間中の整流子片とブラシの電圧変化を詳細に把握する必要がある。このためには同時に整流状態にある多数の電機子巻線の電流変化を正確に求めなければならない。図2.1は、整流中の電機子巻線の回路図を示す。この同時に整流状態にある電機子巻線の個数を $n$ 、電機子巻線電流を定格電機子並列回路電流 $I_{co}$ で無次元化して $[i]$ とすれば、次の方程式(2-1), (2-2)が成立する。この二重重ね巻を考慮した整流方程式は、初めて提示するものであり、一重重ね巻の場合とは次の点が異なる。すなわち一重重ね巻の整流周期は $\beta_c T_c$ であるが、二重重ね巻でPunga結線がないときには $(\beta_c - 1) T_c$ となることである。また、一重重ね巻で採用しているブラシカバリング値 $\beta_c$ よりも1整流子片ピッチ分だけ広いカバリングにする。



第4項のブラシと整流子片との接触電圧〔 $V_b(t)$ 〕は、電流に関して非線形であること、およびブラシに接触する整流子片が整流に関して通過する時間の周期すなわち整流周期は、二重重ね巻ではPunga結線付きの場合が $\beta_c T_c$ で、Punga結線なしの場合が $(\beta_c - 1) T_c$ となり、次のように分けて表せる。<sup>(25)</sup> この $\beta_c T_c$ と $(\beta_c - 1) T_c$ の差については付録1に示す。

付録1によってPunga結線は、整流起電力を誘導しないが、整流を受ける電機子巻線の一部として動作することが明らかになった。なお、第4項のブラシ接触電圧降下 $V_b(t)$ の表現については文献[17]を引用し、その概要を付録2に附記する。

(1)電機子巻線がPunga結線付きの二重重ね巻または一重重ね巻の場合：

$$[V_b(t)] = R_b \cdot I_{co}^{1-q} \left[ \begin{array}{l} \left( \frac{i_1 + I_c}{S_1(t)} \right)^q + (i_1 - i_3)^q \\ \left( \frac{i_2 + I_c}{S_2(t)} \right)^q + (i_2 - i_4)^q \\ (i_3 - i_1)^q + (i_3 - i_5)^q \\ \vdots \qquad \qquad \qquad \vdots \\ (i_{n-2} - i_{n-4})^q + (i_{n-2} - i_n)^q \\ (i_{n-1} - i_{n-3})^q + \left( \frac{i_{n-1} - I_c}{S_{n-1}(t)} \right)^q \\ (i_{n-1} - i_{n-2})^q + \left( \frac{i_n - I_c}{S_n(t)} \right)^q \end{array} \right] \quad (2-2)$$

ただし、

(整流子片数/極対数) = 偶数の場合

$$\begin{aligned} S_1(t) &= S_2(t) = t/T_c \\ S_{n-1}(t) &= S_n(t) = \delta_c - (t/T_c) \\ \delta_c &= \beta_c - \{\beta_c\} \end{aligned}$$

(整流子片数/極対数) = 奇数の場合

$$\begin{aligned} S_1(t) &= t/T_c \\ S_2(t) &= 0.5 + (t/T_c) \\ S_{n-1}(t) &= 0.5 + \delta_c - (t/T_c) \\ S_n(t) &= \delta_c - (t/T_c) \\ \delta_c &= \beta_c - \{\beta_c/0.5\} \times 0.5 \end{aligned}$$

(2)電機子巻線が Punga 結線なしの二重重ね巻又は遊び巻線なしの一重波巻の場合：

$$[V_b(t)] = R_b \cdot I_{co}^{1-q} \left[ \begin{array}{l} \left( \frac{i_1 + I_c}{S_1(t)} \right)^q + (i_1 - i_5)^q \\ \left( \frac{i_2 + I_c}{S_2(t)} \right)^q + (i_2 - i_6)^q \\ \left( \frac{i_3 + I_c}{S_3(t)} \right)^q + (i_3 - i_7)^q \\ \left( \frac{i_4 + I_c}{S_4(t)} \right)^q + (i_4 - i_8)^q \\ (i_5 - i_1)^q + (i_5 - i_9)^q \\ \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ (i_{n-4} - i_{n-8})^q + (i_{n-4} - i_n)^q \\ (i_{n-3} - i_{n-7})^q + \left( \frac{i_{n-3} - I_c}{S_{n-3}(t)} \right)^q \\ (i_{n-2} - i_{n-6})^q + \left( \frac{i_{n-2} - I_c}{S_{n-2}(t)} \right)^q \\ (i_{n-1} - i_{n-5})^q + \left( \frac{i_{n-1} - I_c}{S_{n-1}(t)} \right)^q \\ (i_n - i_{n-4})^q + \left( \frac{i_n - I_c}{S_n(t)} \right)^q \end{array} \right] \quad (2-3)$$

ただし、

二重重ね巻の場合 (i) (整流子片数/極対数) = 奇数のとき：

$$S_1(t) = t/T_c, \quad S_2(t) = 0.5 + (t/T_c), \quad S_3(t) = S_4(t) = S_{n-2}(t) = S_{n-3}(t) = 1,$$

$$S_n(t) = \delta_c - (t/T_c), \quad S_{n-1}(t) = 0.5 + \delta_c - (t/T_c), \quad \delta = \beta_c - [\beta_c/0.5] \times 0.5$$

(ii) (整流子片数/極対数) = 偶数のとき：

$$S_1(t) = S_2(t) = t/T_c, \quad S_3(t) = S_4(t) = S_{n-2}(t) = S_{n-3}(t) = 1,$$

$$S_n(t) = S_{n-1}(t) = \delta_c - (t/T_c), \quad \delta_c = \beta_c - [\beta_c]$$

一重波巻の場合

$$S_1(t) = t/T_c, \quad S_2(t) = 0.25 + (t/T_c), \quad S_3(t) = 0.5 + (t/T_c), \quad S_4(t) = 0.75 + (t/T_c),$$

$$S_{n-3}(t) = 1.0 - (t/T_c), \quad S_{n-2}(t) = 0.75 - (t/T_c), \quad S_{n-1}(t) = 0.5 - (t/T_c), \quad S_n(t) = 0.25 - (t/T_c)$$

ここで、

$i$  : 電機子短絡巻線電流

$t$  : 時間

$I_{co}$  : 定格電機子並列回路電流

- $I_c$  : 電機子並列回路電流  
 $R_B$  : ブラシ定格電流  $2 I_{c0}$  が一様分布で流れた場合の接触抵抗  
 $q$  : ブラシ抵抗の非線形性を表す指数  
 $\beta_c$  : ブラシカバリング  
 $T_c$  : 整流子片周期

ここで  $S_1 \sim S_n$  は、隣り合った異極ブラシの各入口及び出口の位置に相当する整流子片とブラシの接触面積を表す。この  $S_n(t)$  は時間とともに変化し、その変化が巻線方式によって異なり、ブラシの非線形指数  $q$  のために整流方程式を解くのは困難になる。

整流現象の解析とは、以上に述べた整流方程式を各電機子コイル電流  $[i]$  を求めることである。数値解法には種々の方法が用いられているが、初期値と終期値の一致までの反復法を前提とする Runge-Kutta 法、Gear 法、Kutta-Merson 法、および時間についての差分法が著名である。

本論文では、第4章にこれらの解析手法についてその比較を含めて論じ、演算時間を短縮しても実用上支障のない精度を得る手法を使用した。すなわち、主として極数の多い大形機には差分法が、整流モードの比較的ゆるやかな場合には Gear 法が効果的であることを述べる。

求められた  $[i]$  を用いて (2-2) 式又は (2-3) 式から得られるブラシ接触電圧降下は、整流状態を検討するための重要なパラメータとなり、第4章にモデル機での計算結果を述べる。

## 2.4 整流磁束と整流起電力

### 2.4.1 整流磁束

整流磁束はその誘導する整流起電力がリアクタンス電圧を補償するように選定される。整流方程式 (2-1) 式に含まれる整流起電力  $[e_c]$  を正確に知るためには、この整流磁束の分布を求める必要がある。整流磁束分布は補極の形状によって決まるものである。整流磁束分布を解析する方法としては、差分法や有限要素法などの数値解析法もあるが、本研究では計算時間の経済性を考慮して Schwarz-Christoffel 変換法を導入した。この変換法は、静電界の解析に用いられたもので、直流機の主極と補極とが電機子に相対している静磁場の問題の解法として採用する。この方法の基本は、ある座標系で補極形状のような多角形を別の複素平面座標系の実数軸上に変換するものである。この方法は、高電圧工学での電極形状の検討に用いられるが、直流機の磁束分布の検討に適用するのは非常に稀であるのでその概要と、整流磁束を構成する各種アンペアターンの寄与について述べ、実用上重要なライナの影響などを検討する。

#### (1) Schwarz-Christoffel 変換法の基本と磁束分布の計算と磁束分布の計算

直流機の固定子は、主磁束の通路である継鉄（ヨーク）と主極及び補極から成り立っている。主極と補極とは回転電機子に対して空隙を介して継鉄から突出している（突極形である）。これを模式図としたのが図 2.2 であり、上述のように等角写像的に変換できる対象となる。



(i) Schwarz-Christoffel変換法の基本

図 2.2 は，主極，補極，電機子の磁気回路を  $Z$  平面 ( $z=x+jy$ ) 上に示したものである。ここで，主極および補極は，一方向に無限大の広がりをもつものと近似している。これに対し Schwarz-Christoffel の  $z-t$  変換法<sup>(26)</sup> を適用すると次式を得る。

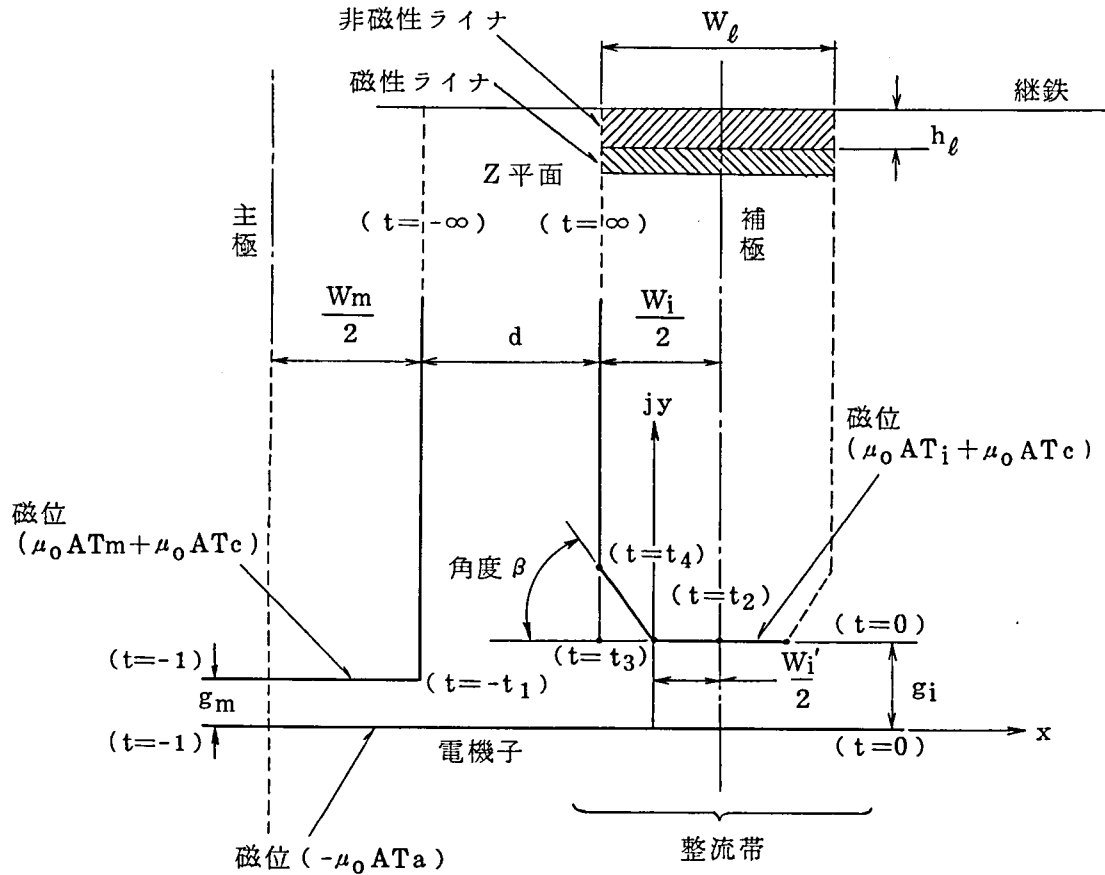


図 2.2 半無限幅の主極補極磁気回路モデルの  $Z$  平面図

$$\frac{dz}{dt} = \frac{g_i}{\pi\sqrt{-t_1 t_3}} \left(\frac{t_3}{t_2}\right)^{\frac{\beta}{\pi}} \frac{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}}{(t+1)t} \left(\frac{t-t_2}{t-t_3}\right)^{\frac{\beta}{\pi}} \quad (2-4)$$

ここで， $t_1$ ， $t_2$ ， $t_3$  は，境界の頂点に相当する  $t$  平面上での  $t$  の値であり， $g_i$  は補極空隙長， $\beta$  は補極先端切り上げ角度， $t$  は  $t$  平面上での座標である。また，主極と補極の境界に対しては，主極アンペアターン ( $A T_m$ )，補極アンペアターン ( $A T_i$ )，補償巻線アンペアターン ( $A T_c$ ) で決まる磁位 (図中に記入) を与えた。電機子表面の境界に対しては，電機子コイルアンペアターン  $A T_a$  によって決まる磁位を与えることになるが， $A T_a$  は，主極中心位置で零として，整流帯外では，直線的に変化するものと仮定し，整流帯内では，放物線分布であると仮定した。

主極と補極の幅は有限であるから，上記の解析理論を修正する必要がある。ここでは補極中心軸で，各磁束分布に对称性が成立つようにするため，(2)iii条で述べる補正法を採用した。

## (ii) 主極漏れ磁束

図 2.2 の磁気回路図 (Z 平面) において  $\beta = 0$  について主極の磁束分布を求める。

この場合，Schwarz-Christoffel 方程式は，

$$\frac{dz}{dt} = -\frac{j d}{\pi} \frac{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}}{t(t+1)} \quad (2-5)$$

となる。ここで， $t_1$ ， $t_3$  は

$$\frac{g_i}{d} = \sqrt{t_1 t_3}$$

$$\frac{g_m}{d} = \sqrt{(t_3+1)(t_1-1)}$$

の関係を満足する。また， $z$  は

$$z = -\frac{j}{\pi} \left\{ d \cosh^{-1} \left( \frac{2t+t_1-t_3}{t_1+t_3} \right) + g_i \cos^{-1} \left[ \frac{(t_1-t_3)t-2t_1 t_3}{(t_1+t_3)t} \right] \right. \\ \left. + g_m \cos^{-1} \left[ \frac{2(t_1-1)(t_3+1)+(t_3-t_1+2)(t+1)}{(t_1+t_3)(t+1)} \right] \right\} + \frac{W_i}{2} \quad (2-6)$$

となる。

主極の磁位を  $A_m (= \mu_0 \cdot AT_m)$  とすると，ポテンシャル  $Q$  は

$$Q = \frac{A_m}{\pi} \log(t+1) \quad (2-7)$$

であるから，磁束分布  $B_m$  は次式から与えられる。

$$B_m = \frac{dQ}{dz} = \frac{dQ}{dt} \frac{dt}{dz} \\ = \frac{A_m}{\pi} \frac{1}{t+1} \left\{ -\frac{\pi}{jd} \frac{t(t+1)}{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \right\} \\ = \frac{-A_m t}{jd \sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-8)$$

さらに， $z = -\infty$  における主極磁束密度  $B_{m0}$  で無次元化して

$$\frac{B_m}{B_{m0}} = \frac{-t \sqrt{(t_1-1)(t_3+1)}}{j \sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-9)$$

を得る。

(iii) 補極による磁束

補極の磁位を  $A_i (= \mu_0 A T_i)$  とすると,

$$Q = \frac{A_i}{\pi} \log t \quad (2-10)$$

から, 補極の磁束密度  $B_i$  は,

$$B_i = \frac{dQ}{dz} = \frac{dQ}{dt} \frac{dt}{dz} = \frac{A_i}{j d} \frac{t+1}{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-11)$$

となる。  $z = \infty$  における補極磁束密度  $B_{i0}$  で無次元化して

$$\frac{B_i}{B_{i0}} = \frac{-1}{j} \frac{\sqrt{t_1 \cdot t_3 (t+1)}}{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-12)$$

を得る。

(iv) 補償巻線による磁束

補償巻線による磁位を  $A_c (= \mu_0 A T_c)$  とすると,

$$Q = \frac{A_c}{\pi} \{ \log t - \log (t+1) \} \quad (2-13)$$

から, 磁束密度  $B_c$  は,

$$B_c = \frac{dQ}{dz} = \frac{dQ}{dt} \frac{dt}{dz} = - \frac{A_c}{j d \sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-14)$$

となる。さらに  $z = \infty$  における磁束密度  $B_{c0}$  で無次元化して

$$\frac{B_c}{B_{c0}} = \frac{\sqrt{t_1 t_3}}{j \sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-15)$$

を得る。

(v) 電機子巻線による磁束

電機子電流は, 図 2.3 のように分布しているので電機子アンペアターン  $A T_a$  は, 図 2.4 のようになる。

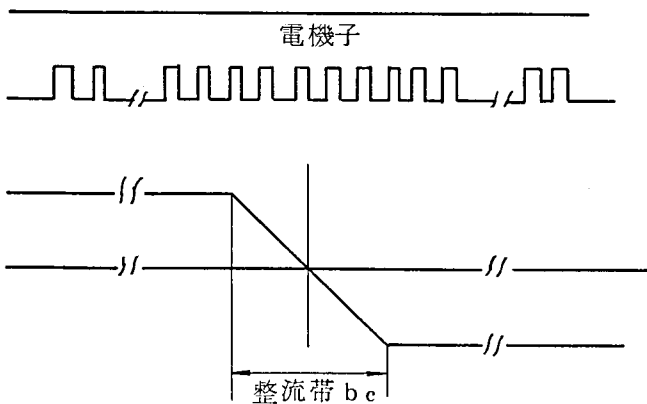


図 2.3 電機子電流分布

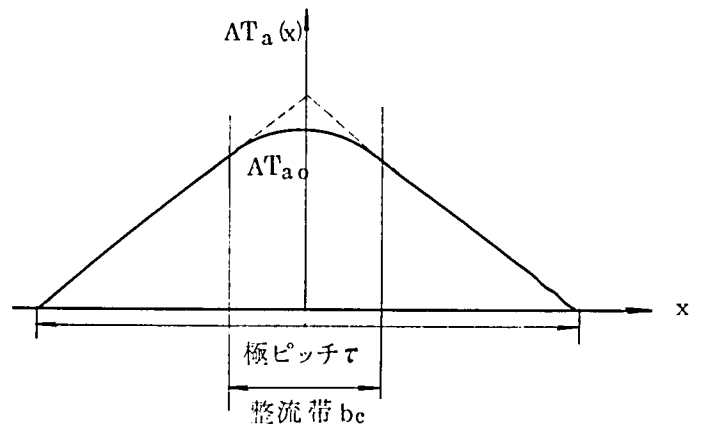


図 2.4 電機子アンペアターン分布

図 2.4 の  $ATa(x)$  は

$$ATa(x) = \left\{ \begin{array}{ll} AT'_{ao} \left( x + \frac{\tau}{2} \right) & : -\frac{\tau}{2} < x < -\frac{bc}{2} \\ -\frac{AT'_{ao}}{bc} x^2 + AT_{ao} & : -\frac{bc}{2} < x < \frac{bc}{2} \\ -AT'_{ao} \left( x - \frac{\tau}{2} \right) & : \frac{bc}{2} < x < \tau \end{array} \right\} \quad (2-16)$$

となる。なお  $bc$  は整流帯幅， $\tau$  は極ピッチで

$$AT'_{ao} = \frac{AT_{ao}}{\frac{\tau}{2} - \frac{bc}{4}}$$

$$AT_{ao} = \left( \frac{S_o}{P} - \frac{\beta_c}{2} \right) I_c$$

である。 $S_o$  は整流子片数， $P$  は極数である。

$ATa(x)$  を， $Z$  平面で与えることは，困難であるので，図 2.5 のように階段状に近似する。

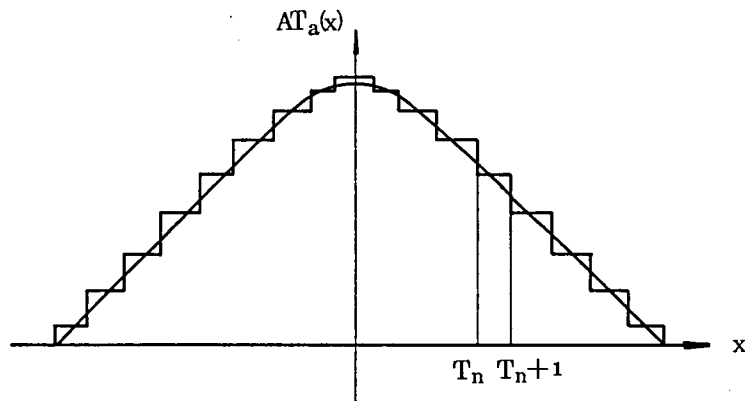


図 2.5  $ATa(x)$  の近似グラフ

すなわち， $(x - \Delta x) < x < (x + \Delta x)$  で  $ATa(x)$  とする  $Z$  平面上での  $x - \Delta x$ ， $x + \Delta x$  が  $t$  平面上で

$$z(x - \Delta x) \rightarrow T_n$$

$$z(x + \Delta x) \rightarrow T_{n+1} : -1 < T_n, T_{n+1} < 0$$

と対応するとする。その場合，磁位を  $Aa(x) [= \mu_o ATa(x)]$  として

$$Q = \frac{Aa(x)}{\pi} \{ \log(t - T_n) - \log(t - T_{n+1}) \} \quad (2-17)$$

となり,  $(x - \Delta x) < x < (x + \Delta x)$  区間の起磁力による磁束分布は,

$$\frac{dQ_n}{dz} = -\frac{Aa(x)}{jd} \frac{T_n - T_{n+1}}{(t - T_n)(t - T_{n+1})} \frac{t(t+1)}{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-18)$$

であり, 全起磁力による磁束分布は

$$B_a = \sum_n \frac{dQ_n}{dz} \quad (2-19)$$

となる。数値計算においては実機の数値に準じて  $2\Delta x \approx \frac{\tau}{200} \sim \frac{\tau}{500}$  とする。

## (2) 補極の形状に伴う修正解法

### (i) 補極根元幅を無限と仮定した場合

図 2.6 のモデルで補極先端の角度の影響を検討する。

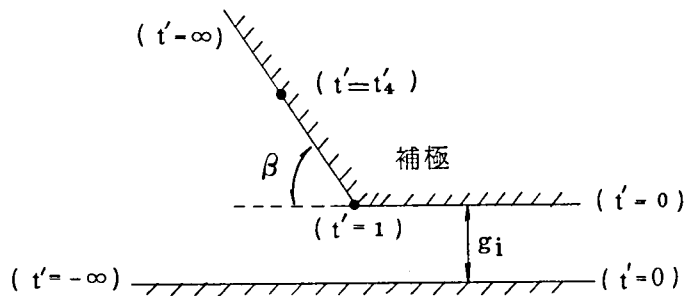


図 2.6 補極先端を表す Z 座標

図 2.6 のモデルを  $t'$  平面に Schwarz-Christoffel 変換したものが図 2.7 である。すなわち

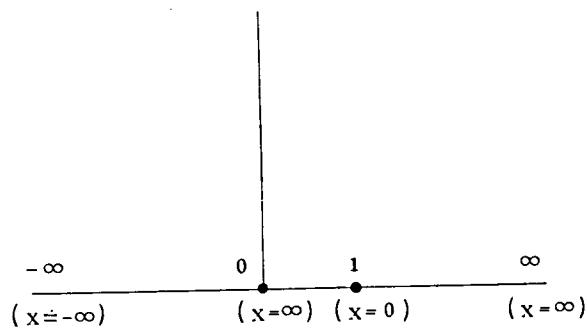


図 2.7 補極先端のための  $t$  座標

$$\begin{aligned}
z' = 0 & \rightarrow t' = 1 \\
z' = +\infty & \rightarrow t' = 0 \\
z' = -jg_i + \infty & \rightarrow t' = 0 \\
z' = -jg_i - \infty & \rightarrow t' = -\infty \\
z' = \infty \exp j(\pi - \beta\pi) & \rightarrow t' = \infty
\end{aligned}$$

とする。この場合 Schwarz - Christoffel の変換式は、

$$\frac{dz}{dt'} = \frac{g_i}{\pi} \frac{(1-t')^\beta}{t'} \quad (2-20)$$

となり、Qは  $0 < t' < t'_4$  に磁位  $A_i$  があると

$$Q = \frac{A_i}{\pi} \{ \log t' - \log(t' - t'_4) \} \quad (2-21)$$

であるから

$$\frac{dQ}{dz'} = -\frac{A_i}{g_i} \frac{1}{(1-t')^\beta} \frac{-t'_4}{t' - t'_4} \quad (2-22)$$

となる。

次に

$$z' = -\frac{g_i}{\pi} \int \frac{(1-t')^\beta}{t'} dt' \quad (2-23)$$

の積分式を展開する。

本積分式は、 $\beta = \frac{n}{m}$  ( $n, m$ が整数の場合) はアーベル積分となり、不定積分式は、解析算出可能となる。すなわち、 $(1-t')^{m-1} = T$  とおいて

$$z' = -\frac{g_i}{\pi} m \int T^{n+m-1} (T^{m-1})^{-1} dT \quad (2-24)$$

となる。この式の右辺の積分は、次のように展開できる。

$$\begin{aligned}
& \int \frac{T^{n+m-1}}{T^{m-1}} dT = \int (T^{n-1} + \frac{T^{n-1}}{T^{m-1}}) dT \\
& = \frac{1}{n} T^n + \frac{1}{m} \log(1-T) + \frac{(-1)^n}{m} \log(1+T) \\
& \quad + \frac{1}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m}{2}-1} \left\{ \cos \frac{2\gamma\pi n}{m} \log(T^2 - 2T \cos \frac{2\gamma\pi}{m} + 1) \right\}
\end{aligned}$$

$$+ \frac{2}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m-1}{2}} \sin \frac{2\gamma\pi n}{m} \tan^{-1} \frac{\cos \left( \frac{2\gamma\pi}{m} \right) - T}{\sin \left( \frac{2\gamma\pi}{m} \right)} + C_e \cdots (m: \text{偶数})$$

$$\frac{1}{n} T^n + \frac{1}{m} \log(1-T) + \frac{1}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m-1}{2}} \left\{ \cos \frac{2\gamma n \pi}{m} \log \left( T^2 - 2T \cos \frac{2\gamma\pi}{m} + 1 \right) \right\}$$

$$+ \frac{2}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m-1}{2}} \left\{ \sin \frac{2\gamma n \pi}{m} \tan^{-1} \frac{\cos \left( \frac{2\gamma\pi}{m} \right) - T}{\sin \left( \frac{2\gamma\pi}{m} \right)} \right\} + C_o \cdots (m: \text{奇数}) \quad (2-25)$$

ここで,

$$C_e = - \frac{2}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m-1}{2}} \left( \sin \frac{2\gamma n}{m} \pi \right) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{2\gamma\pi}{m} \right)$$

$$C_o = - \frac{2}{m} \sum_{\gamma=1}^{\frac{m-1}{2}} \left( \sin \frac{2\gamma n}{m} \pi \right) \left( \frac{\pi}{2} - \frac{2\gamma\pi}{m} \right)$$

(ii) 補極根元幅が有限であることに対する解法 (図2.8参照)

(補極電流による磁束)

図2.2の補極の根元は, 有限幅であり  $\beta\pi = 0$  であるが, 図2.6の補極の根元は無限幅である。実際の場合に合致させるように両図を合成する。すなわち,  $t > t_4$  の図2.8(a)

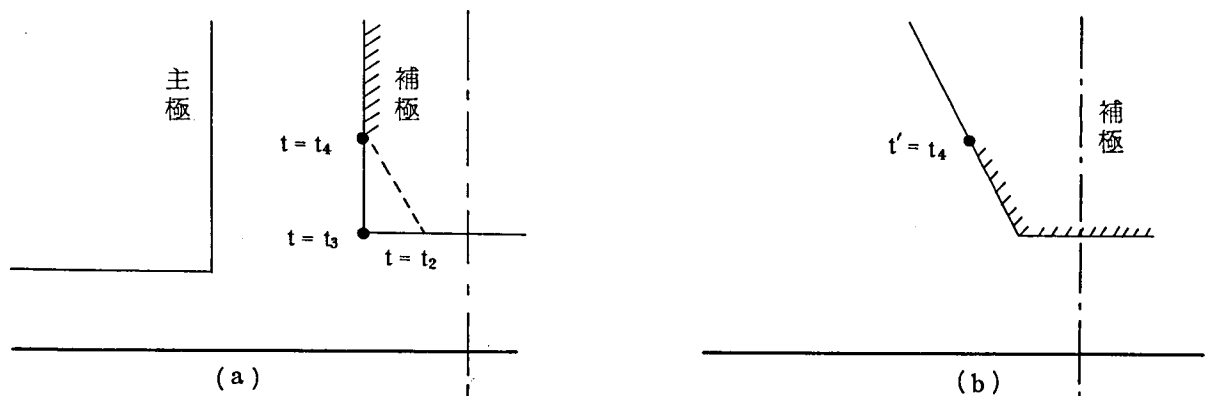


図2.8 補極先端切り上げを考慮するための合成



と  $t' < t'_4$  の図 2.8 (b) を合成すると次のようになる。

$$B'_i = -\frac{A_i}{j d} \frac{(t+1)t}{(t-t_4)\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} - \frac{A_i}{g_i} \frac{1}{(1-t')^\beta} \frac{-t'_4}{t'-t'_4} \quad (2-26)$$

(補償巻線電流による磁束)

補償巻線電流による磁束密度  $B$  は

$$B'_c = -\frac{A_c (1+t_4)t}{j d (t-t_4) \sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} - \frac{A_c}{g_i} \frac{1}{(1-t')^\beta} \frac{-t'_4}{t'-t'_4} \quad (2-27)$$

として、補極端角度を考慮した。

すなわち、 $-1 > t > t'_3$  の図 2.8 (a) と  $t' < t'_4$  の図 2.8 (b) を合成した。

(電機子巻線電流による磁束)

電機子反作用による磁束も、補極端形状により影響されることは補極磁束と同様である。

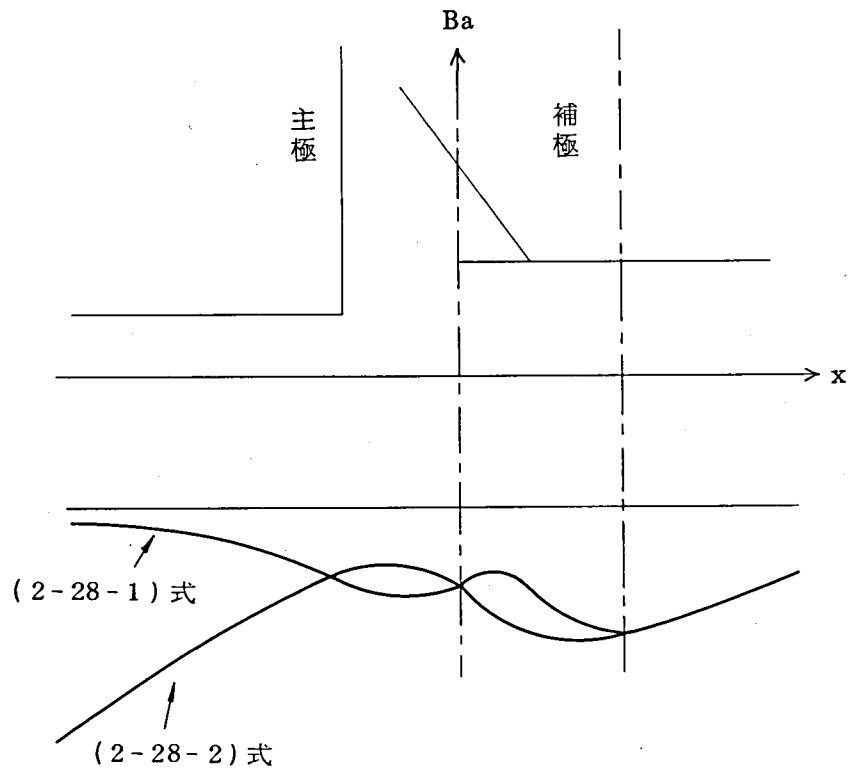


図 2.9 電機子磁束分布の合成

ここでは図 2.9 に示すように 2 つの解：(2-18)，(2-22) 式を合成する。

すなわち

$$Ba' = -\sum_n \frac{Aa(x)}{g_i} \cdot \frac{t'}{(1-t')^\beta} \cdot \frac{T'_n - T'_{n+1}}{(t' - T'_n)(t' - T'_{n+1})} \quad (2-28-1)$$

補極下

$$= -\sum_n \frac{Aa(x)}{jd} \cdot \frac{T_n - T_{n+1}}{(t - T_n)(t - T_{n+1})} \cdot \frac{t(t+1)}{\sqrt{(t+t_1)(t-t_3)}} \quad (2-28-2)$$

補極下の外

### (iii) 補極先端の有限幅の考慮と各磁束の総和

前節までの理論式では図 2.2，2.6 に示すように  $x \rightarrow \infty$  の方向に補極先端幅は無限としている。有限幅のモデルについて，Schwarz-Christoffel 変換法により解析することは困難である。従って，ここでは近似的に有限幅の影響を考慮し，図 2.10 に示すように， $B-x$  特性を補極中心線を軸にして，折り返えして合成する。

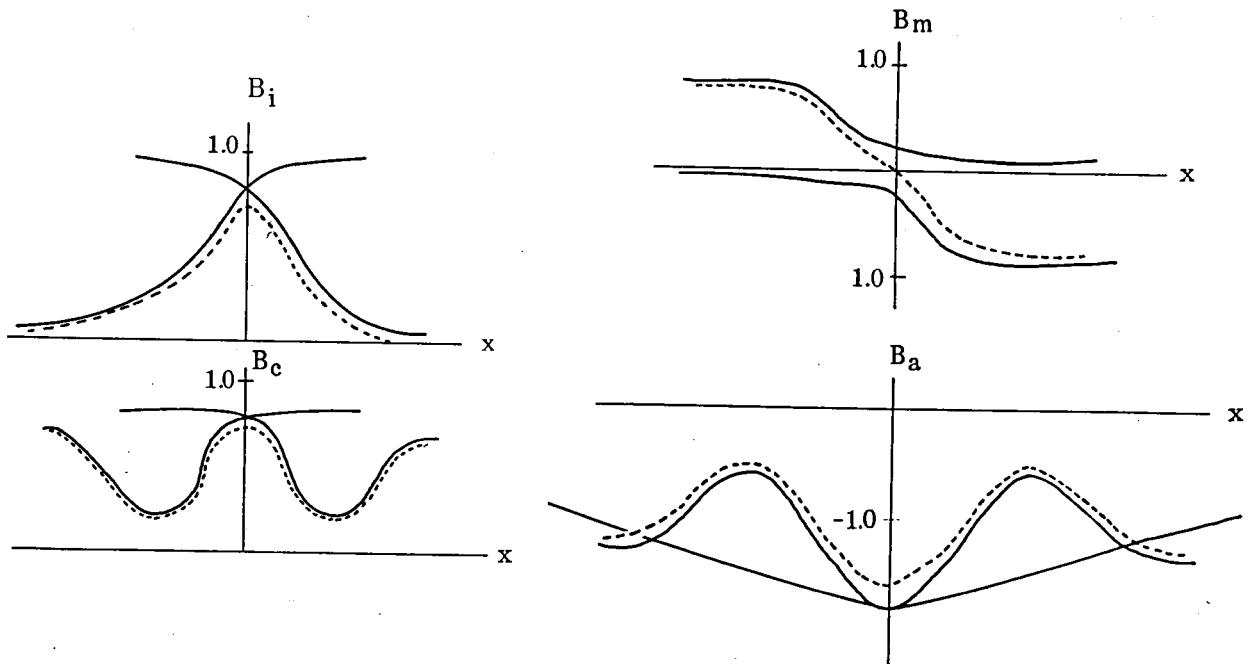


図 2.10 補極の有限幅先端の影響

ここで

補極補償磁束は

$$\bar{B}_i = \left[ 1.0 - \left\{ 1.0 - \frac{B'_i(x)}{B_{i0}} \right\} - \left\{ 1.0 - \frac{B'_i(x)}{B_{i0}} \right\} \right] B_{i0} \quad (2-29)$$

補償巻線による磁束は

$$\bar{B}_c = \left[ 1.0 - \left\{ 1.0 - \frac{B'_c(x)}{B_{c0}} \right\} - \left\{ 1.0 - \frac{B'_c(x)}{B_{c0}} \right\} \right] B_{c0}, \quad (2-30)$$

主極漏れ磁束は

$$\bar{B}_m = B_m(x) - B_m(=x), \quad (2-31)$$

電機子反作用による磁束は

$$\bar{B}_a = \left[ 1.0 - \left\{ 1.0 - \frac{B'_a(x) \cdot g_i}{A_a(x)} \right\} - \left\{ 1.0 - \frac{B'_a(-x) \cdot g_i}{A_a(x)} \right\} \right] \frac{A_a(x)}{g_i} \quad (2-32)$$

であるとした。

整流磁束  $\bar{B}$  は (2-29) ~ (2-32) 式の総和であり、

$$\bar{B} = \bar{B}_i + \bar{B}_c + \bar{B}_m + \bar{B}_a \quad (2-33)$$

から求められる。図 2-11 は  $\bar{B}_i$ ,  $\bar{B}_c$ ,  $\bar{B}_m$ ,  $\bar{B}_a$ ,  $\bar{B}$  の傾向を示す。

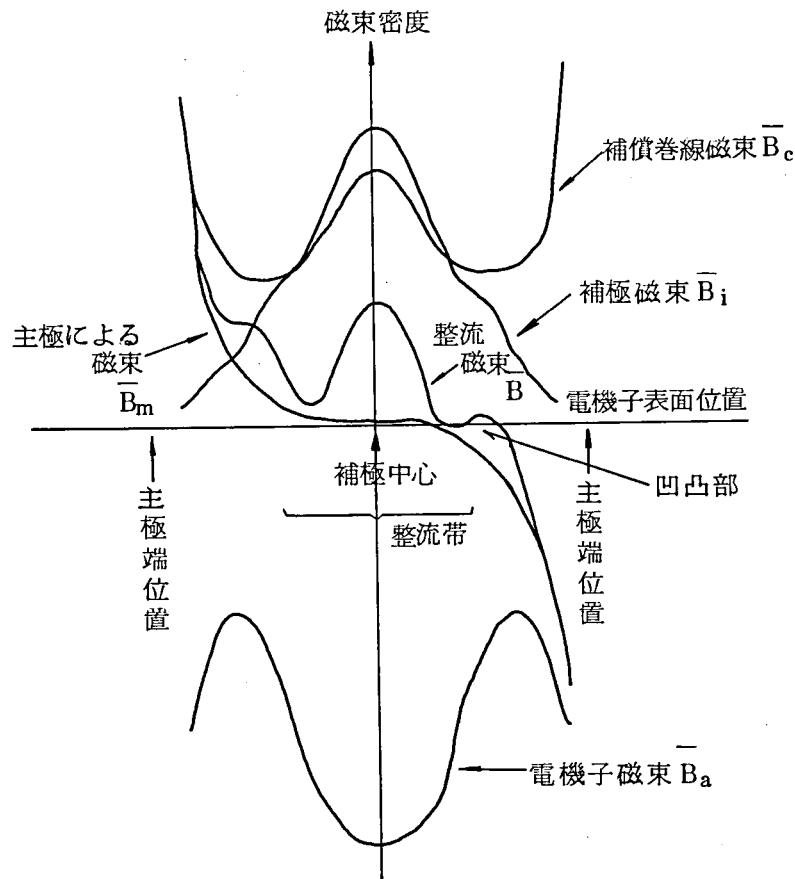


図 2.11 各アンペアターンによる磁束分布と整流磁束分布

この図のように整流磁束分布は、補極中心軸に関して非対称であり、整流帯内に磁束が大ききおうとつ(凹凸)が存在している。今までの解析例では整流磁束分布を簡単な三角関数<sup>(12)</sup>素示で近似する方法が多かったが、これは精密度が乏しい。とくに二重重ね巻では、ブラシカバリングが広く整流帯も広くなるから、その整流帯内の整流磁束分布を綿密に知る必要がある。

### (3) ライナの影響

整流磁束を調整するために継鉄（ヨーク）と補極との間にライナとよばれる間隔片をそう入することがある。ライナとしては、非磁性の板（非磁性ライナ）と磁性の板（磁性ライナ）を重ね合わせたものが用いられ、非磁性ライナの厚さを变化させて磁気抵抗を变えることにより整流磁束量を調整する。非磁性ライナの厚さの整流磁束に対する影響を定量的に把握することは、整流現象をより精密に解く上で不可欠であり、さらに整流調整のためにも必要である。

補極巻線による補極磁束密度を  $-\frac{W_m}{2} - d < z < \frac{W_i}{2}$  の間について積分してパーミアンスを求め、非磁性ライナを無視した場合と考慮した場合のパーミアンス比を計算すると次のようになる。

$$b(h_\ell) = \frac{1}{1 + \frac{2h_\ell}{A_i W_\ell} \int_{z = -\frac{W_m}{2} - d}^{z = \frac{W_i}{2}} B'_i dz} \quad (2-34)$$

ここで、記号は次のように定める。（図 2.2 参照）

$h_\ell$  : 非磁性ライナの厚さ

$W_\ell$  : 非磁性ライナの幅

$W_m$  : 主極の幅

$W_i$  : 補極の幅

補極の非磁性ライナは、補極アンペアターンによる磁束、電機子アンペアターンによる磁束、補償巻線アンペアターンによる磁束（ただし、補極を経由する成分のみ）に影響を与える。したがって非磁性ライナの効果を考慮するため、これらの各磁束成分に対して（2-34）式を用いて補正する必要がある。補正值  $\bar{B}'$  は、次式から得られる。

$$\bar{B}' = \left\{ (1+k_i) \bar{B} + \bar{B}_c + \bar{B}_a \right\} b(h_\ell) + \bar{B}_m \left[ 1 + \frac{x}{|x|} \frac{AT_c + AT_a(x)}{AT_m} \{ 1 + b(h_\ell) \} \right] \quad (2-35)$$

ここで、 $k_i$  は補極添加励磁率である。

以上の方法により、各成分を補正した後にそれらを重畳して整流磁束を求める。これによって非磁性ライナのある場合の整流磁束分布が求められる。

### (4) Schwarz - Christoffel 変換法の導入による解法についての配慮

#### (i) スロット構造を無視した場合の影響

整流方程式は、電圧についての方程式であるから、整流磁束は、二次的なパラメータであり、スロット内にある巻線の誘導起電力の分布が一次的なパラメータである。スロットを無視した場合の整流磁束の分布と、スロットを考慮した場合の整流磁束の分布に差異があっても、巻線の誘導起電力の差は、5.2.7 のように少ない。従って 2.4.2

に述べる整流起電力で十分に検討できる。

## (ii) 磁気飽和の影響

本解法では、 $AT$ はすべて空隙で消費されると仮定しているの、磁気飽和による誤差が問題となる。主極では、特にこの問題が大きい。これに対して本解法では主極 $AT$ として、主極空隙部の消費 $AT$ を用いて磁気飽和の影響を考慮に含めた。

### 2.4.2 整流起電力

電機子巻線が補極下を通過するときの誘導起電力が整流起電力である。この整流起電力は、2.4.1項で求めた整流磁束分布から巻線の巻線方式を考慮して求めることができる。巻線に誘導する整流起電力としてN極の補極下の巻線の誘導起電力とS極の補極下の誘導起電力を求めるためには、次の要因を考慮しなければならない。

- 1) 短節巻の場合、各補極下での補極中心に対する相対的位置が同一でないこと。
- 2) 同一スロット内の複数個の巻線は、夫々整流開始時の位置を異にすること。
- 3) 階段巻の場合は、各巻線の辺間のピッチが同一でないこと。

これらを考慮し、速度と鉄心長とを乗じて求めた誘導起電力すなわち整流起電力の分布を図2.12に示す。この例図は、階段巻である。

これらを考慮して、整流磁束と周速と鉄心長との積を求めると、補極下の近傍における整流帯中の各位置における個々の電機子巻線の整流起電力としてグラフ化される。これが整流起電力

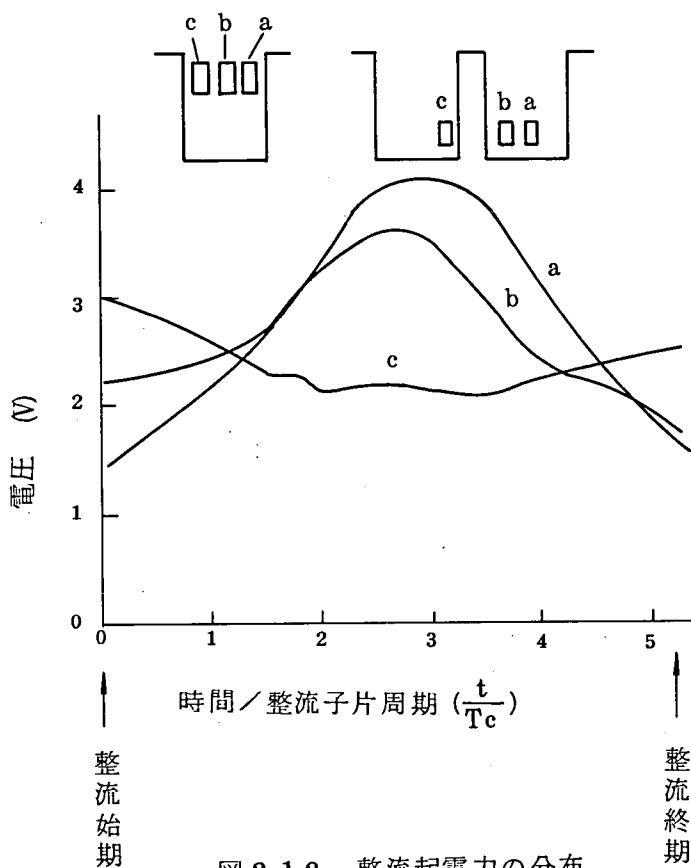


図 2.12 整流起電力の分布

の分布で、図2.12はその例図で階段巻の場合である。巻線a, bの整流起電力の形状は似ているが、巻線cは巻線a, bと異なるスロットピッチを持っており、巻線cの整流起電力が巻線a, bのそれと異なった形状になっていることが分かる。補極下の同じ磁束を受けている巻線が類似した形状の整流起電力を誘導するとは限らない。

この例図では、とく

に巻線の辺間ピッチの最も短い巻線cの場合、その整流起電力の時間変化が、ほぼ平坦になることを示している。すなわち、階段巻を採用した直流機においては、巻線によって整流起電力が異なり、したがって無火花条件が、巻線により異なるものであることは、注意しなければならない。後述のように、二重重ね巻では階段巻にする必要があり、上記の考察は重要である。

## 2.5 リアクタンス電圧

補極先端形状の選定にあたっては、巻線に誘導する整流起電力とリアクタンス電圧の間のずれを小さくすることが一つの条件となる。ここでは、判断基準の一つとして、電流変化を直線整流とみなして次式で得られるリアクタンス電圧  $e_r(t)$  をとる。このリアクタンス電圧は、整流方程式として示した(2-1)式の第1項に相当するもので、第k番目の電機子巻線については、次の(2-36)式で計算する。

$$e_{rk}(t) = \frac{2I_c}{T_c \beta_c} \left[ L_k(t) + \sum_{i=1}^n M_{ki}(t) \right] \quad (2-36)$$

ここで、個々の巻線の自己インダクタンス  $L_k$  および相互インダクタンス  $M_k$  は第3章に従って

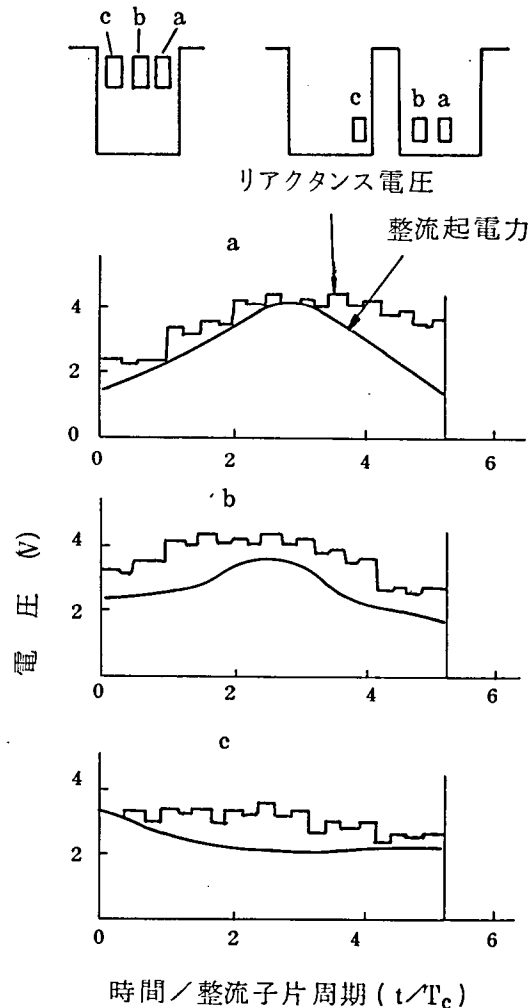


図 2.13 リアクタンス電圧

計算される。図 2.13 は上記の計算を第4章の表 4.3 に例示した 4500kW 直流電動機に対して行った結果である。

リアクタンス電圧に対してほぼ類似の整流起電力を発生している。

この例でも図 2.12 と同様に階段巻で、巻線ピッチの短い巻線cのリアクタンス電圧が他の巻線a, bよりも平坦になっていることが分かる。

逆に、cと同様にa, bも平坦化しなければ機械全体の整流能力は向上し難いと思われることもできる。

## 2.6 結 言

本章では、まず、高速大容量直流機に適用される二重重ね巻方式の場合の整流方程式を確立した。この方程式は、本研究によって初めて明らかになったものであり、一重重ね巻の場合と異なる点は二重重ね巻方式で Punga 結線のあるときとないときとに分類され次の結論を得た。

### (1) Punga 結線の動作：

ブラシカバリングの関係から Punga 結線が均圧結線として働くと同時に整流巻線辺の一部として作用するものとして取扱う必要があること。

### (2) 二重重ね巻の場合のブラシカバリング：

ブラシカバリングの関係から二重重ね巻の整流周期は、整流子片 1 枚分だけ短縮される。従ってこのときのブラシカバリングの決定に際しては、整流子片 1 枚分だけカバリングが広くなるようにブラシ幅を選ぶ必要があること。

以上の考慮に従って本論文の起点となる二重重ね巻方式の場合の整流方程式が得られた。その具体的な解法については第 4 章において論述する。

次に、本章では整流方程式の基本項を構成する整流磁束の分布について Schwarz -Christoffel 変換法を使って解析した。その結果、補極の下で磁束分布を精密に求めることができるようになったので、良好な整流性能を得るための設計検討に際して極めて有用な手法が明らかになった。二重重ね巻方式ではブラシカバリングを広くとるから補極下の整流帯の幅も広くなり、整流磁束分布を精密に知ることは非常に重要であり本章の成果の意義は大きい。



## 第 3 章 インダクタンス

### 3.1 緒 言

整流方程式において重要な項の一つであるリアクタンス電圧〔(2-1)式の第1項〕を正確に求めるには、整流中の各巻線の自己および相互インダクタンスを正確に知る必要がある。とくに二重重ね巻では、同時に整流を受ける電機子巻線の数が一重重ね巻の場合の約2倍と多くなるので、各巻線の自己および相互インダクタンスを精密に計算しなければならない。本章では二重重ね巻巻線を対象として各インダクタンスを詳細に解析した結果を示す。

### 3.2 インダクタンスの種類

整流中の巻線のインダクタンスは、スロット部インダクタンス、端部インダクタンス、歯端部インダクタンスから成る(図 3.1 参照)。この各インダクタンスの種類について述べる。

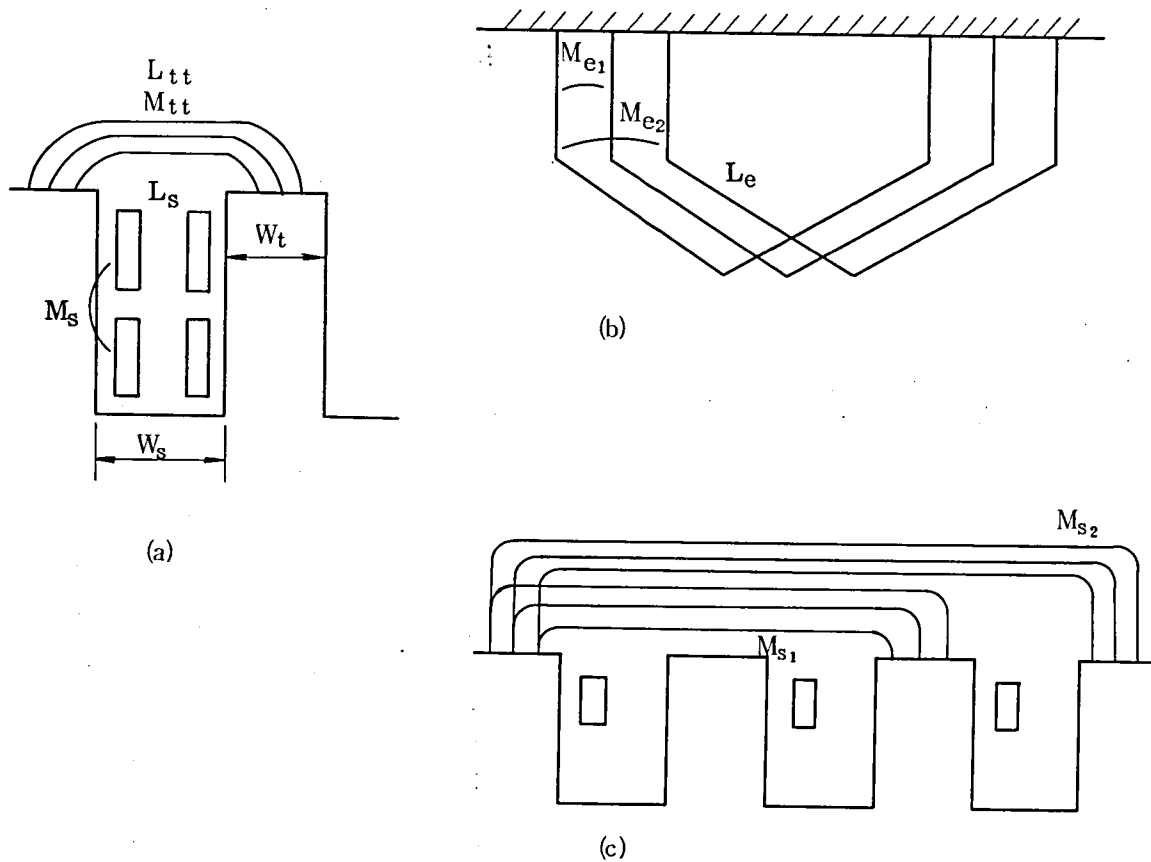


図 3.1 各種のインダクタンス

(1) インダクタンスの種類

インダクタンスの種類として次のものがある。

スロット漏れ磁束自己インダクタンス .....	$L_s$
歯端漏れ磁束自己インダクタンス .....	$L_{tt}$
巻線端部漏れ磁束自己インダクタンス .....	$L_e$
歯端漏れ磁束相互インダクタンス .....	$M_{tt}$
同一スロット上下層相互インダクタンス .....	$M_s$
巻線端部隣接巻線相互インダクタンス .....	$Me_1$
巻線端一つおいた隣の巻線相互インダクタンス .....	$Me_2$
隣接の各スロットの巻線の相互インダクタンス .....	$Ms_1$
一つおいて隣接の各スロットの巻線の相互インダクタンス .....	$Ms_2$

(2) 各巻線位置に対するインダクタンス

巻線の位置関係によってその相互インダクタンスは、次のように表せる。

自己インダクタンス .....	$L_s + 2L_{tt} + L_e$
同一スロット層隣接巻線間相互インダクタンス .....	$L_s + 2L_{tt} + Me_1(u \geq 2)$
同一スロット層一つおいた隣接巻線間相互インダクタンス .....	$L_s + 2M_{tt} + Me_2(u \geq 3)$
同一スロット上下層巻線間相互インダクタンス .....	$M_s + M_{tt}$
隣のスロット同層隣接巻線間相互インダクタンス .....	$Me_1 + Ms_1$
隣のスロット一つおいた同層巻線間相互インダクタンス .....	$Me_2 + Ms_1(u \geq 2)$
隣のスロット上下層巻線間相互インダクタンス .....	$Ms_1$
一つおいて隣のスロットの各巻線間相互インダクタンス .....	$Ms_2(u \geq 2)$
一つおいて隣のスロットの同層巻線間相互インダクタンス .....	$Me_2 + Ms_2(u = 1)$

これらの他にも小さな相互インダクタンスは考えられるが、上記が代表的なものである。

### 3.3 スロット内インダクタンス

図 3.2 は、スロット内における巻線の位置関係を示す。この配置に対して二次元解析を行い、各コイルの自己および相互インダクタンスを求める。この二次元解析においては、従来から Langsdorf 氏<sup>(24)</sup>らによって与えられているが、ここではスロット内において二次元解析を行い、導体のスロット幅方向の位置関係を正確に求めることが、複数導体が入る一つのスロットに入る直流機においては特に必要である。<sup>(18)</sup>

そこで二重重ね巻線に対してこの点を考慮してスロット内のインダクタンスを計算した。図 3.2 は複数の導体が入る場合を一般的に示すモデルである。

この配置に対するインダクタンスの理論式を示すと以下のようになる。

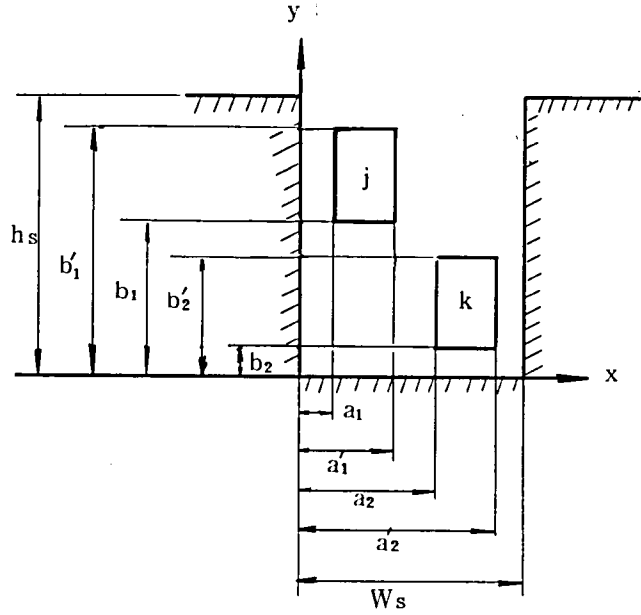


図 3.2 スロット断面と導体の位置

鉄部では  $\mu = \infty$  とし、

$$By \mid_{x=0} = By \mid_{x=a} = Bx \mid_{y=0} = 0 \quad (3-1)$$

$$\frac{\partial A}{\partial x} \mid_{x=0} = \frac{\partial A}{\partial y} \mid_{y=0} = \frac{\partial A}{\partial x} \mid_{x=W_s} = A \mid_{y=h_s} = 0 \quad (3-2)$$

とする。A はベクトルポテンシャルの紙面に垂直方向の成分である。

従って、A は、

$$A = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_{mn} (\cos f_m x) (\cos g_n y) \quad (3-3)$$

となる。ここで

$$f_m = \frac{(2m-2)\pi}{2W_s}$$

$$g_n = \frac{(2n-1)\pi}{2h_s}$$

$$B_{mn} = \frac{4\mu_0}{W_s h_s} \frac{1}{f_m^2 + g_n^2} I \frac{(\sin f_m a'_1 - \sin f_m a_1) (\sin g_n b'_1 - \sin g_n b_1)}{f_m g_n}$$

である。

導体  $j$  ,  $k$  の相互インダクタンスは

$$M_s = \frac{L_c}{(a'_2 - a_2)(b'_2 - b_2)} I \int_{a_2}^{a'_2} \int_{b_2}^{b'_2} (A_0 - A) dx dy \quad (3-4)$$

である。ここで  $L_c$  は電機子鉄心長、 $A_0$  は  $y = h_s$  でのベクトルポテンシャルで  $A_0 = 0$  として、スロット内漏れインダクタンスを求めた。その自己インダクタンスは  $a_2 < x < a'_2$  ,  $b_2 < y < b'_2$  について積分して求める。

### 3.4 巻線端部の漏れインダクタンス

#### (1) 自己インダクタンス

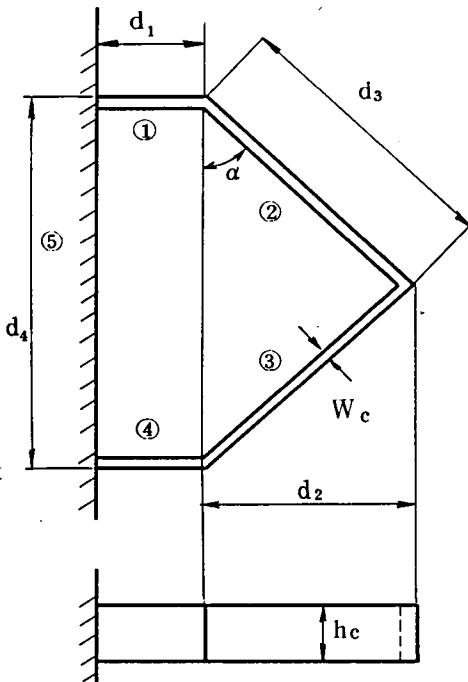


図 3.3 巻線端部

図 3.3 のモデルについて自己インダクタンス  $L_e$  は、各巻線素線と鉄心 ( 図中の ① , ② , ③ , ④ , ⑤ がその番号 ) のインダクタンスの計算から求められる。

<各素線の自己インダクタンス分>

$$\ell_{11} = \frac{d_1}{5} \left[ \ell_n \frac{2d_1}{h_c + W_c} + \frac{1}{2} \right] = \ell_{44} \quad (3-5)$$

$$\ell_{22} = \frac{d_3}{5} \left[ \ell_n \frac{2d}{h_c + W_c} + \frac{1}{2} \right] = \ell_{33} \quad (3-6)$$

<素線間の相互インダクタンス分>

$$\ell_{12} = \frac{-\sin \alpha}{10} \left[ d_3 \ell_n \frac{d_3 + d_1 + D}{d_3 - d_1 + D} + d_1 \ell_n \frac{d_3 + d_1 + D}{d_1 + D - d_3} \right] = \ell_{34} \quad (3-7)$$

なお、

$$D = \sqrt{(d_1 + d_2) + \left( \frac{d_2}{\tan \alpha} \right)^2}$$

$$\ell_{23} = \frac{-d_3}{5} \cos 2\alpha \ln (\sec \alpha + 1) , \text{ または} \quad (3-8)$$

$$\ell_{23} = \frac{\cos (\pi - 2\alpha)}{5} \left[ d_3 \tanh^{-1} \frac{d_3}{x_1 + x_2} + d_3 \tanh^{-1} \frac{d_3}{x_1 + x_3} \right] - \frac{R \delta_0 \cot (\pi - 2\alpha)}{10} \quad (3-9)$$

また、

$$R = \tan^{-1} \left[ \frac{-\delta_0^2 \cos^2 2\alpha + d_3^2 \sin^2 2\alpha}{\delta_0 x_1 \sin 2\alpha} \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{\delta_0 \cot(\pi - 2\alpha)}{x_2} \right] \\ + \tan^{-1} \left[ \cot(\pi - 2\alpha) \right] - \tan^{-1} \left[ \frac{\delta_0 \cot(\pi - 2\alpha)}{x_3} \right]$$

$$x_1 = \sqrt{x^2 + \delta_0^2} \quad \delta_0 = h_c$$

$$x_2 = \sqrt{d_3^2 + \delta_0^2}$$

$$x_3 = \sqrt{d_3^2 + \delta_0^2}$$

$$x^2 = 2d_3^2 + 2d_3^2 \cos 2\alpha$$

$$\ell_{14} = \frac{d_1}{5} \left[ \ell_n \left\{ \frac{d_1}{d_4} + \sqrt{1 + \left( \frac{d_1}{d_4} \right)^2} \right\} - \sqrt{1 + \left( \frac{d_4}{d_1} \right)^2} + \frac{d_4}{d_1} \right] \quad (3-10)$$

<コアとの相互作用によるインダクタンス>

素線②と鉄心⑤との相互作用によるインダクタンス  $\ell_{25}$  は、

$$\ell_{25} = \ell_{u_2, v_5} + \ell_{uv} - \ell_{u+2, v} - \ell_{v+5, u} \quad (3-11)$$

である。なお、

$$\ell_{u_2, v_5} = \frac{\cos \alpha}{10} \left[ Lu_2 \ell_n \frac{Lu_2 + Lv_5 + D'}{Lu_2 - Lv_5 + D'} + Lv_5 \ell_n \frac{Lu_2 + Lv_5 + D'}{Lv_5 + D' - Lu_2} \right]$$

$$Lu_2 = d_3 + \frac{d_1}{\sin \alpha}$$

$$Lv_5 = \frac{2d_3}{\cos \alpha} + \frac{d_1}{\tan \alpha}$$

$$D'^2 = Lu_2^2 + Lv_5^2 - 2Lu_2Lv_5 \cos \alpha$$

$$\ell_{uv} = \frac{\cos \alpha}{10} \left[ \frac{d_1}{\sin \alpha} \ell_n \frac{1 + \cos \alpha + \sin \alpha}{1 - \cos \alpha + \sin \alpha} + \frac{d_1}{\tan \alpha} \ell_n \frac{1 + \cos \alpha + \sin \alpha}{\cos \alpha - 1 + \sin \alpha} \right]$$

$$\ell_{u+2, v} = \frac{\cos \alpha}{10} \left[ Lu_2 \ell_n \frac{Lu_2 + \frac{d_1}{\tan \alpha} + D''}{Lu_2 - \frac{d_1}{\tan \alpha} + D''} + \frac{d_1}{\tan \alpha} \ell_n \frac{Lu_2 + \frac{d_1}{\tan \alpha} + D'}{\frac{d_1}{\tan \alpha} + D' - Lu_2} \right]$$

$$D''^2 = Lu_2^2 + \left(\frac{d_1}{\tan \alpha}\right)^2 - 2 Lu_2 \frac{d_1}{\tan \alpha} \cos \alpha$$

$$\ell_{v_5 \cdot u} = \frac{\cos \alpha}{10} \left[ Lu_5 \ell_n \frac{Lv_5 + \frac{d_1}{\sin \alpha} + D'''}{Lv_5 - \frac{d_1}{\sin \alpha} + D'''} + \frac{d_1}{\sin \alpha} \ell_n \frac{Lv_5 + \frac{d_1}{\sin \alpha} + D'}{\frac{d_1}{\sin \alpha} - Lv_5 + D'} \right]$$

$$D'''^2 = Lv_5^2 + \left(\frac{d_1}{\sin \alpha}\right)^2 - 2 Lv_5 \frac{d_1}{\tan \alpha}$$

各計算値によって、自己インダクタンス  $L_e$  は、

$$L_e = (2\ell_{11} + 2\ell_{22} - 4\ell_{12} - 2\ell_{23} - 2\ell_{25} + \ell_{14}) \mu_0 \quad (3-12)$$

となる。

## (2) 相互インダクタンス

相互インダクタンスを図 3.4 のモデルに基づいて求める。

<同層巻線間>

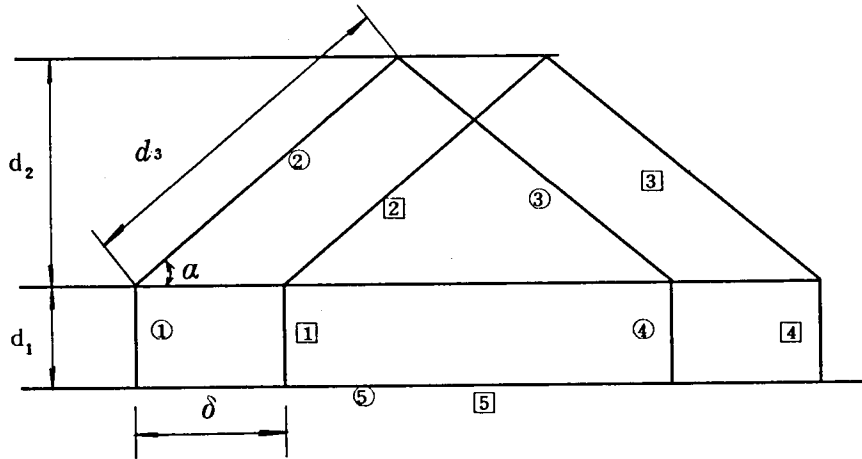


図 3.4 二つの巻線端部

相互インダクタンスは図 3.4 中の各要素を用いて、

$$M_e = (2\lambda_{11} + 2\lambda_{33} - 2\lambda_{21} - \lambda_{23} - \lambda_{32} - \lambda_{25} - \lambda_{35}) \mu_0 \quad (3-13)$$

と表される。 $\lambda_{ij}$  は 各素線間の相互インダクタンスで次式から求められる。

$$\lambda_{11} = \frac{d_1}{5} \left[ \ell_n \left\{ \frac{d_1}{\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{d_1}{\delta}\right)^2} \right\} - \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{d_1}\right)^2} + \frac{\delta}{d_1} \right] \quad (3-14)$$

$$\lambda_{33} = 0.1 \left\{ D_5 \sinh^{-1} \frac{D_5}{\delta'} - 2D_4 \sinh^{-1} \frac{D_4}{\delta'} + v \sinh^{-1} \frac{v}{\delta'} - \sqrt{D_5^2 + \delta'^2} + \sqrt{2D_4^2 + \delta'^2} - \sqrt{v^2 + \delta'^2} \right\} \quad (3-15)$$

ただし、

$$\begin{aligned} D_5 &= 2d_3 - v, & D_4 &= d_3 - v \\ \delta' &= \delta \sin \alpha, & v &= d_3 - \delta \cos \alpha \end{aligned}$$

なお、 $\lambda_{32}$  は図 3.5 の要素により、

$$\lambda_{32} = \lambda_{ac} + \lambda_{bc} + \lambda_{ad} + \lambda_{bd} \quad (3-16)$$

で求められる。

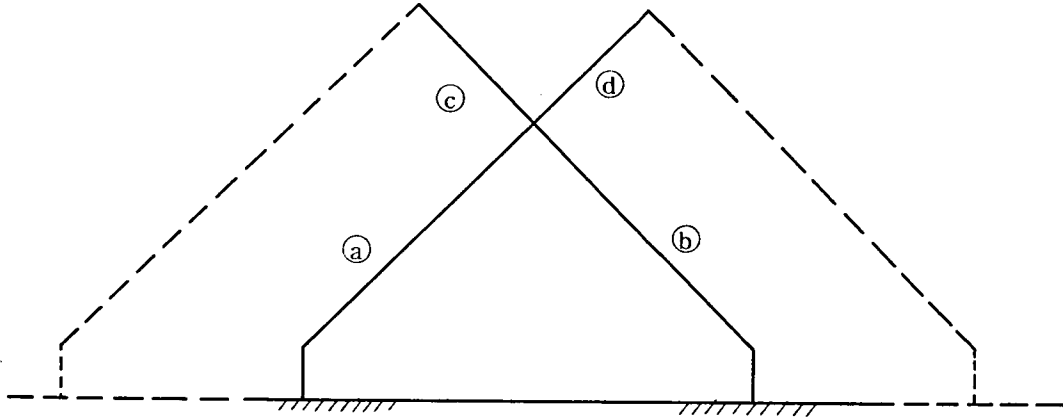


図 3.5 交差する二辺の相互インダクタンス

なお、

$$\lambda_{ac} = -\frac{\cos 2\alpha}{10} \left\{ \delta_3 \ln \frac{d_3 + D'''}{2\delta_3 - d_3 + D'''} + (d_3 - \delta_3) \ln \frac{d_3 + D'''}{d_3 - 2\delta_3 + D'''} \right\}$$

$$\lambda_{bc} = \frac{-\delta \cos 2\alpha}{10 \cos \alpha} \ln (\sec \alpha + 1)$$

$$\lambda_{ad} = \frac{(d_3 - \delta_3) \cos 2\alpha}{5} \ln (\sec \alpha + 1)$$

$$\lambda_{bd} = \lambda_{ac}$$

$$\delta_3 = \frac{\delta}{2 \cos \alpha}$$

$$D''' = \delta_3^2 + \left( d_3 - \frac{\delta}{2 \cos \alpha} \right)^2 - 2 \delta_3 \left( d_3 - \frac{\delta}{2 \cos \alpha} \right) \cos 2 \alpha$$

である。

<上下層巻線間>

一極ピッチ分はなれた巻線の相互インダクタンスは、図 3.6 に示す各インダクタンス要素の合成により次式から求められる。

$$M_e = ( \lambda_{1\bar{4}} + \lambda_{2\bar{3}} - \lambda_{2\bar{5}} + 2 \ell_{12} ) \mu_0 \quad ( 3-17 )$$

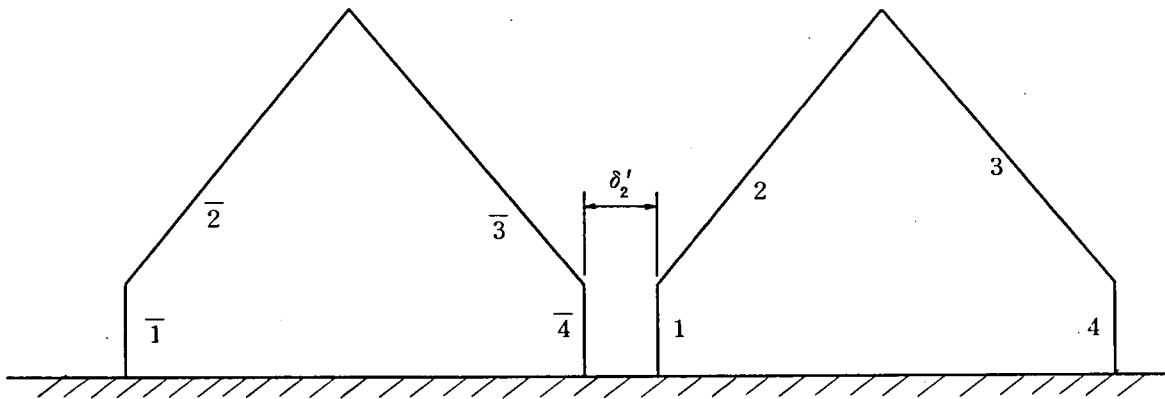


図 3.6 一極ピッチはなれた巻線の相互インダクタンス

なお、

$$\lambda_{1\bar{4}} = \lambda_{11}$$

$$\lambda_{2\bar{5}} = \ell_{25}$$

$$\lambda_{2\bar{3}} = \lambda_{u_2, v\bar{3}} + \lambda_{uv} - \lambda_{u_2, v} - \lambda_{v, v\bar{3}}$$

$$\lambda_{u_2, v\bar{3}} = \lambda_{ad} + 2 \lambda_{bc}$$

$$\lambda_{u, v} = \lambda_{bc}$$

$$\lambda_{u_2, v} = \lambda_{u, v\bar{3}} = -\frac{\cos 2\alpha}{10} \left\{ \delta_3 \ell_n \frac{2\delta_3 + d_3 + D'_0}{-d_3 + D'_0} + (\delta_3 + d_3) \ell_n \frac{2\delta_3 + d_3 + D'_0}{d_3 + D'_0} \right\}$$

$$D'_0 = \delta_3'^2 + (\delta_3' + d_3)^2 - 2(d_3 + \delta_3') \delta_3 \cos(\pi - 2\alpha)$$

$$\delta_3' = \frac{\delta_2'}{2 \cos \alpha}$$

である。



### 3.5 歯端漏れの各インダクタンス

本論文では、歯端漏れの各インダクタンスの計算に次式を適用した。<sup>(24)</sup>

$$L_{tt} = 1.46 \mu_0 L_c \ell_0 g_{10} \left( 1 + \frac{\pi W_t}{2 W_s} \right) \quad (3-18)$$

$$M_{tt} = L_{tt} \quad (3-19)$$

$$M_{s1} = \frac{\mu_0}{\pi} L_c \ell_n \left\{ \frac{\pi (W_t + 2 W_s)}{\pi (W_t + W_s)} + \frac{W_s}{W_s} \right\} \quad (3-20)$$

$$M_{s2} = \frac{\mu_0}{\pi} L_c \ell_n \left\{ \frac{\pi (2W_t + 3W_s)}{2\pi (W_t + W_s)} + \frac{W_s}{W_s} \right\} \quad (3-21)$$

$$M_{sn} = \frac{\mu_0}{\pi} L_c \ell_n \left[ \frac{\pi \{ nW_t + (n+1)W_s \}}{n\pi (W_t + W_s)} + \frac{W_s}{W_s} \right] \quad (3-22)$$

### 3.6 リアクタンス電圧の周波数依存性

#### (1) 検討の経緯

整流中の電機子巻線に誘導される起電力すなわちリアクタンス電圧の整流周波数（1秒あたりの電流の切り換え回数、すなわち転流の回数）依存性は、整流現象に重要な影響を与える因子である。そこで本項ではこれに対して導体分割の効果と無火花整流帯の速度によるずれのうちの周波数依存性によるものの定量値について検討しておく。

すでに無火花帯の速度のずれについては、文献(17)によって周波数依存性が少ないことが説明されている。しかし、基本的なずれの分（ブラシ抵抗Rによるずれ）に加えて、リアクタンス電圧の周波数依存性によるずれがどれほど作用するかを検討する必要がある。以下この問題について論述する。

#### (2) 基本式

図 3.7 の一次元モデルについて検討する。<sup>(27)</sup>

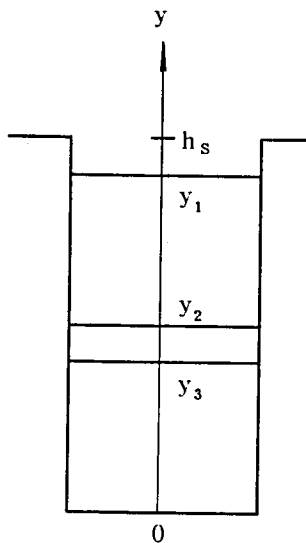


図 3.7 スロット断面

$$A_z = A e^{j\omega t} \quad (3-23)$$

とすると、

$$\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = j\omega\mu\sigma A \quad (3-24)$$

となり、各領域（添字 1, 2, 3, 4）のAは、

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= C_{11} y + C_{12} \\ A_2 &= C_{21} \cosh ky + C_{22} \sinh ky + C_2 \\ A_3 &= C_{31} y + C_3 \\ A_4 &= C_{41} \cosh ky + C_{42} \sinh ky + C_4 \end{aligned} \right\} \quad (3-25)$$

と表現される。ここで  $k^2 = j \omega \mu \sigma$  である。  $\frac{\partial A}{\partial x}$  および  $A$  の連続の条件と、

$$H \mid y = h_s = H \mid y = y_1 = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial y} \Big|_{y=y_1} = H_1 \quad (3-26)$$

$$H \mid y = y_2 = H \mid y = y_3 = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial A}{\partial y} \Big|_{y=y_3} = H_2 \quad (3-27)$$

$$A \mid y = h_s = 0 \quad (3-28)$$

の条件から、各領域のベクトルポテンシャル  $A$  は

$$A_1 = \mu_0 H_1 (y - h_s) \quad (3-29)$$

$$A_2 = \frac{\mu_0}{k \sinh k (y_1 - y_2)} \left\{ H_1 \cosh k (y - y_2) - H_2 \cosh k (y_1 - y) \right\} + C_2 \quad (3-30)$$

$$A_3 = \mu_0 H_2 y + C_3 \quad (3-31)$$

$$A_4 = \frac{\mu_0}{k \sinh k y_3} (H_2 \cosh k y) + C_4 \quad (3-32)$$

となる。なお、 $C_2, C_3, C_4$  は、

$$C_2 = \frac{-\mu_0 k}{k \sinh k (y_1 - y_2)} [H_1 \cosh k (y_1 - y_2) - H_2] + \mu_0 H_1 (y_1 - h_s)$$

$$C_3 = \frac{\mu_0}{k \sinh k (y_1 - y_2)} (H_1 + H_2) \{1 - \cosh k (y_1 - y_2)\} + \mu_0 H_1 (y_1 - h_s) - \mu_0 H_2 y_2$$

$$C_4 = \frac{-\mu_0 H_2}{k \tanh k y_3} - \mu_0 H_1 (h_s - y_1) - \mu_0 H_2 (y_2 - y_3) + \frac{\mu_0 (H_1 + H_2)}{k \sinh k (y_1 - y_2)} \{1 - \cosh k (y_1 - y_2)\}$$

である。

下口巻線の自己インダクタンス  $L_b$  は、次式より求められる。

すなわち、

$$L_b = \frac{-L_c}{I_d} \int_0^d A_4 dy \quad (3-33)$$

なお、下口巻線の自己インダクタンスを求める場合、下口巻線だけに電流  $I$  が与えられているとして、

すなわち、 $H_1 = H_2 = \frac{I}{W_s}$  として求められる。

$$L_b = \frac{\mu_0 L_c}{W_s} \left\{ \frac{-1}{k^2 d} + \frac{1}{k \tanh k y_3} + (h_s - y_1) + (y_2 - y_3) + \frac{2 \{ \cosh k (y_1 - y_2) - 1 \}}{k \cosh k (y_1 - y_2)} \right\} \quad (3-34)$$

周波数が 0 の場合の下口巻線のインダクタンス  $L_{b0}$  は、 $L_b |_{k \rightarrow 0}$  として求められ、

$$L_{b0} = \frac{\mu_0 L_c}{W_s} (h_s - y_1 + y_2 + y_3 + y_1 - y_2 + \frac{y_3}{3}) \quad (3-35)$$

となる。これに対して

上口コイルの自己インダクタンスは、同様に上口巻線にのみ電流  $I$  があるとして、すなわち、

$$H_2 = 0, \quad H_1 = \frac{I}{W_s} \text{ として}$$

$$L_T = - \frac{L_c}{I (y_1 - y_2)} \int_{y_2}^{y_1} A_2 dy \quad (3-36)$$

より求められ、

$$L_T = \frac{\mu_0 L_c}{W_s} \left\{ \frac{-1}{k^2 (y_1 - y_2)} + \frac{1}{k \tanh k (y_1 - y_2)} + (h_s - y_1) \right\} \quad (3-37)$$

となる。周波数が 0 の場合の  $L_{T0} (= L_T |_{k \rightarrow 0})$  は、

$$L_{T0} = \frac{\mu_0 L_c}{W_s} (h_s - y_1 + \frac{y_1 - y_2}{3}) \quad (3-38)$$

となる。上口、下口巻線の相互インダクタンスは、下口巻線だけに電流  $I$  が存在するとして、すなわち、

$$H_1 = H_2 = \frac{I}{W_s}$$

として、上口巻線断面部分について  $A_2$  を積分して

$$M = - \frac{L_c}{I (y_1 - y_2)} \int_{y_2}^{y_1} A_2 dy \quad (3-39)$$

から求められ、

$$M = \frac{\mu_0 L c}{W_s} \left\{ \frac{\cosh k (y_1 - y_2) - 1}{k \sinh k (y_1 - y_2)} + (h_s - y_1) \right\} \quad (3-40)$$

となる。

周波数が 0 の場合の  $M_0 (= M |_{k \rightarrow 0})$  は、

$$M_0 = \frac{\mu_0 L c}{W_s} \left( h_s - y_1 + \frac{y_1 - y_2}{2} \right) \quad (3-41)$$

となる。

(3) 巻線の導体が分割された場合の計算式<sup>(27)</sup>

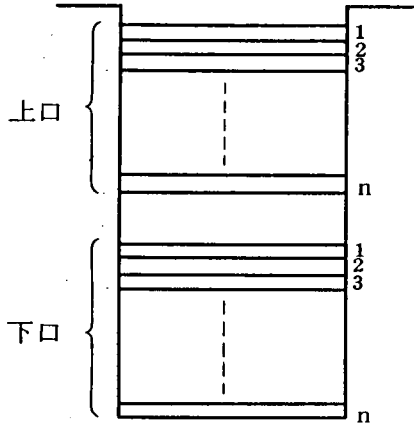


図 3.8 分割導体のスロット断面

図 3.8 のモデルのように、上口、下口巻線がそれぞれ  $n$  分割された場合、下口の  $i$  番目の巻線の自己インダクタンスは、

$$L_{bi} = \frac{\mu_0 L}{W_s} (h_2 + h_0 + h_{00} (n-1+i-1) + \left| \frac{k\eta \cosh k\eta - \sinh k\eta}{k^2 \eta \sinh k\eta} \right| + \left| (n+i-1) \frac{2(\cosh k\eta - 1)}{k \sinh k\eta} \right| ) \quad (3-42)$$

上口の  $i$  番目の巻線の自己インダクタンスは、

$$L_{Ti} = \frac{\mu_0 L c}{W_s} \left( h_2 + h_{00} (i-1) + \left| \frac{k\eta \cosh k\eta - \sinh k\eta}{k^2 \eta \sinh k\eta} \right| + \left| (i-1) \frac{2(\cosh k\eta - 1)}{k \sinh k\eta} \right| \right) \quad (3-43)$$

下口コイルの  $i$  番目と上口コイルの  $j$  番目の相互インダクタンスは、

$$M_{ij} = \frac{\mu_0 L_c}{W_s} \left\{ h_2 + h_{00} (j-1) + (j-1) \left| \frac{\cosh k\eta - 1}{k \sinh k\eta} \right| \right\} \quad (3-44)$$

となる。なお、ここでは  $y_1 - y_2 = y_3$  とし、 $h_{00}$  は分割コイル間の絶縁の厚さ、 $\eta = \frac{y_1 - y_2}{n} - h_{00}$  である。

従って、分割後の  $L_b$ ,  $L_T$ ,  $M$  は

$$\frac{1}{L_b} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_{bi}} \quad (3-45)$$

$$\frac{1}{L_T} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{L_{Ti}} \quad (3-46)$$

$$\frac{1}{M} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{M_{ij}} \quad (3-47)$$

より求められる。また、定常時の  $L$ ,  $M$ , との比は、

$$\left. \begin{aligned} \sum_i \frac{1}{L_{b0i}} & / \sum_i \frac{1}{L_{bi}} \\ \sum_i \frac{1}{L_{T0i}} & / \sum_i \frac{1}{L_{Ti}} \\ \sum_j \frac{1}{M_{ij0}} & / \sum_j \frac{1}{M_{ij}} \end{aligned} \right\} \quad (3-48)$$

より求められる。

#### (4) 横方向の分割およびスロット内の素巻線数の影響

図 3.9 のモデルのように、実際には、スロット幅から絶縁物の厚さを除去した幅だけ導体が存在する。ここで導体のスロット幅方向の占有率を  $\kappa$  とすると、図中の矢印の部分の磁気抵抗  $Z$  は、

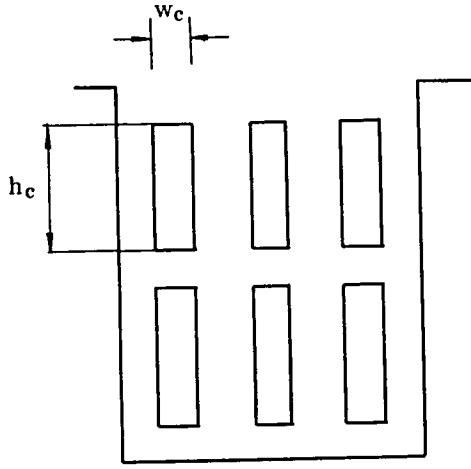


図 3.9 巻線のスロット内の  
横方向の断面

$$Z = R_0 (1 - \kappa) + R_c \kappa \quad (3-49)$$

となる。なお、

$$R_0 = \frac{W_s L_c}{\mu_0 h_c}$$

で  $R_c$  は、導体部（角周波数  $\omega$ ）の磁気抵抗である。

従って真の  $L$  は、

$$L = \{ R_0 (1 - \kappa) + R_c \kappa \}^{-1} \quad (3-50)$$

となる。占有率  $\kappa$  とした場合の  $L_b, L_t, M$  を

表 3・1 に示す。

表 3・1

$\omega = 0$	$\omega \neq 0$
$L_b = \frac{\mu_0}{W_s} \left( h_2 + h_0 + h_1 + \frac{d}{3} \delta_{10} \right)$	$L_b = \frac{\mu_0}{W_s} \left\{ h_2 + h_0 + \text{Re} \frac{k \cdot h_1 \cdot \cosh(k \cdot h_1) - \sinh(k \cdot h_1)}{k^2 \cdot h_1 \sinh(k \cdot h_1)} \delta_1 + \text{Re} \frac{2 \{ \cosh(k \cdot h_1) - 1 \}}{k \cdot \sinh(k \cdot h_1)} \delta_2 \right\}$
$L_t = \frac{\mu_0}{W_s} \left( h_2 + \frac{h_1}{3} \delta_{10} \right)$	$L_t = \frac{\mu_0}{W_s} \left\{ h_2 + \text{Re} \frac{k \cdot h_1 \cdot \cosh(k \cdot h_1) - \sinh(k \cdot h_1)}{k^2 \cdot h_1 \sinh(k \cdot h_1)} \delta_1 \right\}$
$M_0 = \frac{\mu_0}{W_s} \left( h_2 + \frac{h_1}{2} \delta_{30} \right)$	$M = \frac{\mu_0}{W_s} \left\{ h_2 + \text{Re} \frac{\cosh(k \cdot h_1) - 1}{k \cdot \sinh(k \cdot h_1)} \delta_3 \right\}$

$$h_0 = y_2 - y_3, h_1 = y_1 - y_2, h_2 = h_3 - y_1, h_1 = h_2$$

$$\delta_1 = \frac{1}{\frac{\kappa \cdot h_1 \cosh(\kappa \cdot h_1) - \sinh(\kappa \cdot h_1)}{\kappa^2 \cdot h_1^2 \sinh(\kappa \cdot h_1)} (1 - \kappa) + \kappa}$$

$$\delta_2 = \frac{1}{\frac{2 \{ \cosh(\kappa \cdot h_1) - 1 \}}{\kappa \cdot h_1 \sinh(\kappa \cdot h_1)} (1 - \kappa) + \kappa}$$

$$\delta_3 = \frac{1}{\frac{\cosh(\kappa \cdot h_1) - 1}{\kappa \cdot h_1 \cosh(\kappa \cdot h_1)} (1 - \kappa) + \kappa}$$

$$\kappa = \frac{W_c \times u}{W_s} \quad u \text{ は素巻線の数を示す。}$$

$$\delta_{10} = \frac{1}{\frac{1}{3}(1-\kappa) + \kappa}, \quad \delta_{30} = \frac{1}{\frac{1}{2}(1-\kappa) + \kappa}$$

(5) 循環電流による分割の効果の低減

図 3.10 のモデルに示すように、実際には、分割された導体は、ライザ又は、反ライザ側の接続片で短絡される。

矢印の漏れ磁束の変化によって循環電流が流れるため、諸リアクタンスが変わる。

この循環電流を許すことは、分割の効果を下減させることになる。短絡部のある場合の分割の効果は、図 3.11 のように考えられ、リアクタンスの低減は、誘導磁束により支配されるものであるから、図 3.11(b) の場合は、導体の導電率を  $\sigma$  として

等価導電率  $\frac{L_c}{\ell_e + L_c} \sigma$  を用いて、分割なしの場合の解に近似できる。

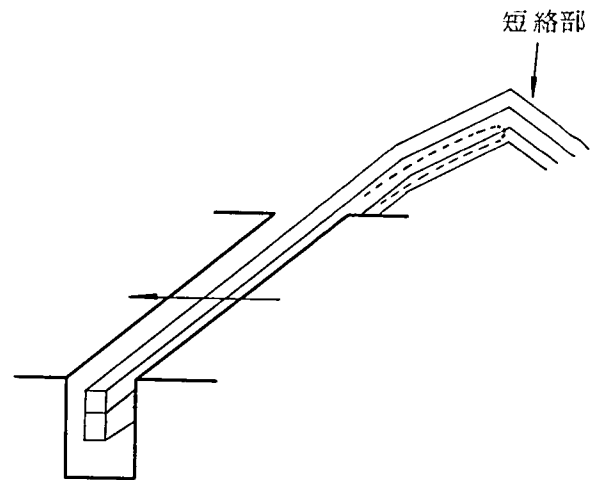


図 3.10 循環電流の影響

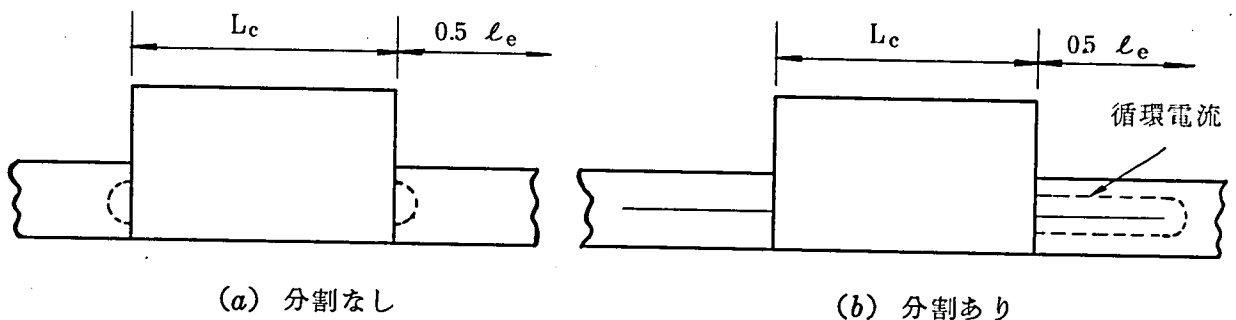


図 3.11 分割と循環電流

## (6) 電流反転と周波数

一つの巻線の電流は、定常電流と反転電流の繰りかえしであり、定常電流の状態が全周期中の大部分を占める。

電流変化の基本周波数は、回転速度 (rpm)  $\times 60 /$  極対数 で得られるが、これ以外にも高周波成分が存在するので、高い周波数についての周波数依存性を評価しなければならない。数式モデルとして考えられる6種の反転モード<sup>(27)</sup>と電流変化の関係を図3.12に示す。

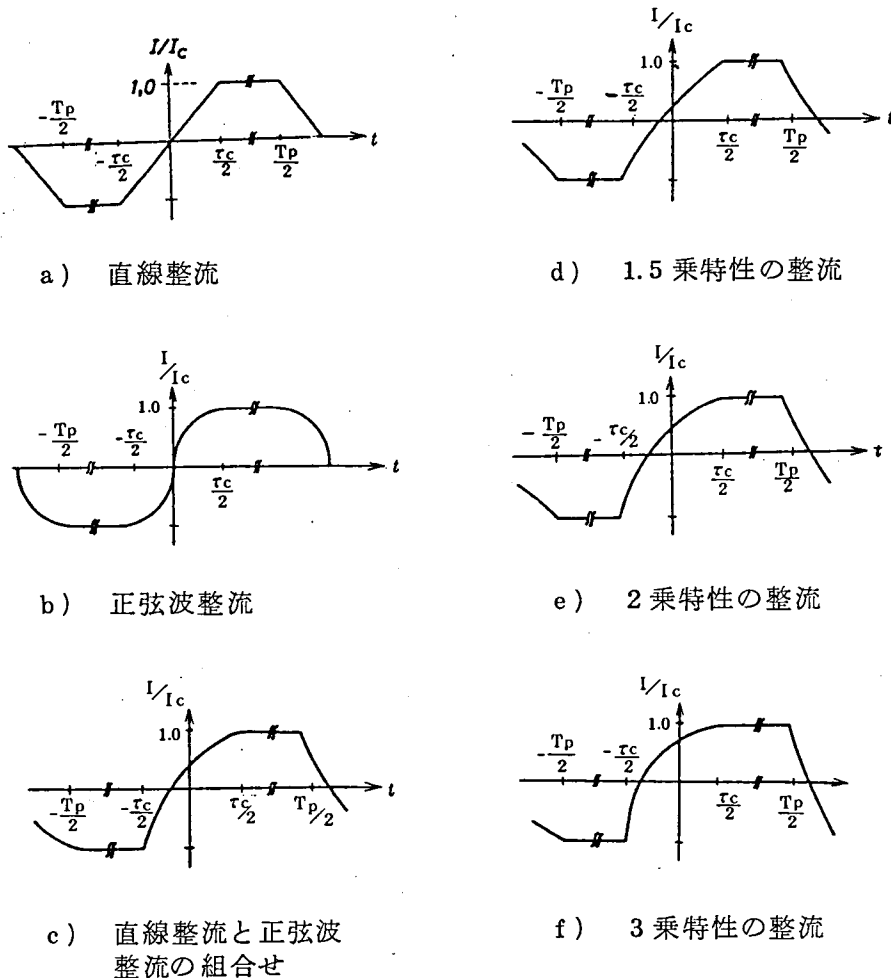


図 3.12 整流電流曲線

整流周期／極対ピッチ周期 ( $\tau_c / T_p$ ) により、各周波数成分は、変わる。図 3.13 は、各周波数成分と  $\tau_c / T_p$  の関係を示す。



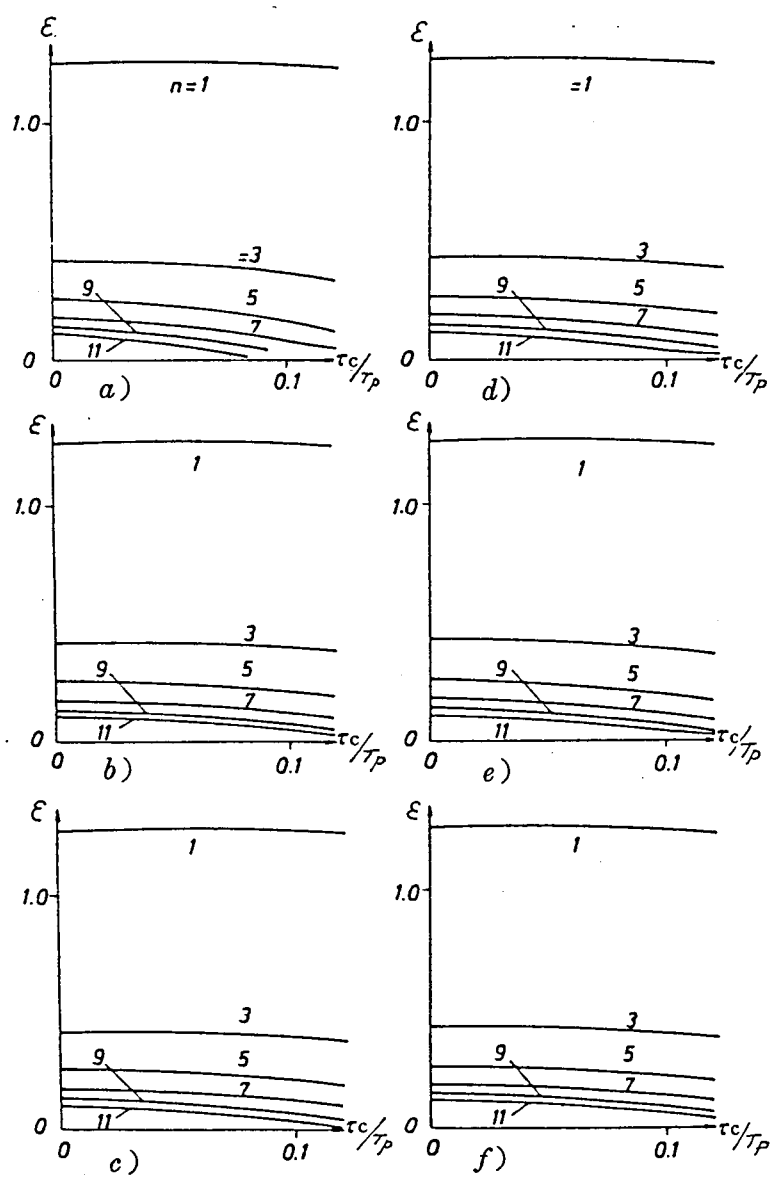


図 3.13 高調波成分

一般に  $(\tau_c / T_p) \div 0.05$  であり、図 3.13 において  $(\tau_c / T_p) = 0.05$  では各モード間の差異は小さいことが分かる。

### 3.7 結 言

整流方程式において重要な項であるリアクタンス電圧を精密に知るためには、整流中の各巻線の自己および相互インダクタンスを正確に求める必要がある。とくに、二重重ね巻直流機では同時に整流を受ける電機子巻線の数が一重重ね巻のその約2倍になるからインダクタンスの値は、複雑になるので各インダクタンス値は重要であり、それぞれの計算式を得た。すなわち、スロット内・巻線端部及び歯端部について、それぞれの自己および相互インダクタンスが計算できる。これらの個々の計算の一部についてはすでに示されている従来の計算式を適用したが、本研究では新しく巻線端部の相互インダクタンスについて、同層巻線間と一極ピッチ離れた上下層巻線間までの分も取り上げて精密に計算した。

さらに、実際の機械では電機子巻線の導体は分割されることが多く、この場合の計算式も新しく設定した。この計算は、リアクタンス電圧と回転速度との関係を論ずる場合に重要であり、二重重ね巻にして限界出力に近い仕様に対する整流設計上有用である。

リアクタンス電圧と回転速度（周波数）との関係を論じた結果、直線整流や正弦波整流など計6種類の電流反転（すなわち整流）のモードに対して高調波成分の影響は少ないことが明らかになった。

## 第 4 章 整流方程式の解

### 4.1 緒 言

直流機の設計では，整流特性の把握が重要な問題であり，整流現象の解析は設計の省力化や信頼性の向上に大きく貢献できる。この課題を解決するには整流起電力，補極添加励磁率，短絡コイルインダクタンス，回転数，ブラシ抵抗と整流特性の関係を定性的，定量的に表現する必要があるが，これらの諸値と整流特性の関係を一般的に解析することは困難とされてきた。そこで，計算機による整流解析のシミュレーションプログラムを開発した。整流方程式の解析は一種の常微分方程式の境界値問題で，微分方程式を数値積分し，その境界内を解が収束するまで反復する方法<sup>(14)</sup>をとっているが，計算時間を短縮し，しかも計算確度の高さを維持するために，整流方程式（常微分方程式）を差分式で置き換え，次に連立一次方程式を導き求解する方法を用いた。<sup>(29)</sup>ここでは前者に比べ計算時間の短い差分式による解法を説明する。

なお，反復法と差分式による法とについて計算時間と計算結果の差を検討し，差分式による法で実用上支障のないことを検証する。

さらに上記の結果を適用した計算例を述べ，無火花帯などを論ずる。

### 4.2 理論式

一般に直流機の整流方程式は，次の微分方程式で表現できる。<sup>(17),(18)</sup>これは，第2章において論じた整流方程式（2-1）式を簡略化したものであり，ブラシ接触電圧降下を示す第4項の指数 $q$ を使う表現については文献(17)の考え方を準用した（付録2参照）。

$$L \frac{di}{dt} + r V_0(t) + r_c i - F_{RL}^T (2 I_{co})^{1-q}$$

$$R_B [R_R(t) \{-F_{RL} i - F_{RI} II\}]^q = 0 \quad (4-1)$$

ここに

$$V_0(t) = \{ (1+k_i) (e_c(t) + e_i(t)) + e_a(t) \} r + e_m(t)$$

$$R_R(t) = \beta_c \text{diag} \left[ \frac{T_c}{S_1(t)}, \frac{T_c}{S_2(t)}, 1, \dots, 1, \frac{T_c}{S_{n-1}(t)}, \frac{T_c}{S_n(t)} \right]$$

ただし，

$$r = I_c / I_{co}$$

$F_{RL}, F_{RI}$  : 基本接続行列

$$II : [I_c \ I_c]^T$$

$k_i$  : 補極添加励磁率

$e_c$  : 定格時電流による補償巻線磁束誘導起電力

$e_a$  : 定格電機子並列回路電流による電機子反作用磁束誘導起電力

$e_m$ : 界磁電流による主極漏れ磁束誘起起電力

$e_l$ : 定格時電流による補極磁束誘起起電力

ここで(4-1)式に  $I_c / I_{co}$  を掛けて正規化し,  $q = 1$  とすると次式が得られる。

$$\frac{di'}{dt'} + L^{-1} T_c (\gamma + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RL}) i' = L' T_c \cdot$$

$$\left( \frac{\gamma V_o(t)}{I_f} + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RI} \Pi' \right) \dots\dots\dots (4-2)$$

上式の常微分方程式の微分項を後方差分  $di'/dt' = (i_k - i_{k-1})/h$  で置きかえると

$$-i_{k-1} + \{ k L^{-1} T_c (\gamma + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RL}) + 1 \} i_k$$

$$= -h L^{-1} T_c \left( \frac{\gamma V_o(t)}{I_{co}} + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RI} \Pi' \right) \dots\dots\dots (4-3)$$

(4-2)式の常微分方程式の微分項を前方差分  $di'/dt' = (i_{k+1} - i_k)/h$  で置きかえると

$$i_{k+1} + \{ h L^{-1} T_c (\gamma + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RL}) - 1 \} i_k$$

$$= -h L^{-1} T_c \left( \frac{\gamma V_o(t)}{I_{co}} + F_{RL}^T R_B R_{R(t)} F_{RI} \Pi' \right) \dots\dots\dots (4-4)$$

この差分方程式を整流周期内の適当なポイントで計算し, それを合成して連立一次方程式を生成する。この連立方程式を解いて短絡巻線電流  $i_k$  を得る。

また, ブラシ接触電圧降下  $V_R(t)$  は次式によって得られる。

$$V_R(t) = -I_{co} R_B [R_{R(t)} \{ F_{RL} i_k + F_{RI} \Pi' \}] \dots\dots\dots (4-5)$$

#### 4.3 解析手法

この問題は常微分方程式の境界値問題で, 境界内がいくつかのモードに分かれている。また, その境界に特異点が存在し, さらに始端, 終端の値の大部分が未知であるなどの要素を含んでいる。ここに図4・1の例で問題を簡単に説明する。これは, モード数が4, 各モードの短絡巻線数が  $5 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 4$  の場合(これを  $5 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 4$  元と呼び, 以下これに準ずる)の整流曲線であり, 各モードを2等分割している。

モード1に(4-4)式を適用すると次式が得られる。

$$\begin{pmatrix} -1 & & & & \\ & -1 & & & \\ & & -1 & & \\ & & & -1 & \\ & & & & -1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1^0 \\ i_2^0 \\ i_3^0 \\ i_4^0 \\ i_5^0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A_1^{11} & \cdots & A_1^{15} \\ & A_1^{22} & \cdots \\ & & A_1^{33} & \cdots \\ & & & A_1^{44} & \cdots \\ A_1^{51} & \cdots & A_1^{55} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ i_1^3 \\ i_1^4 \\ i_1^5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_0^1 \\ C_0^2 \\ C_0^3 \\ C_0^4 \\ C_0^5 \end{pmatrix} \cdots \cdots (4-6-1)$$

$$\begin{pmatrix} 1 & & & & \\ & 1 & & & \\ & & 1 & & \\ & & & 1 & \\ 0 & & & & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1^2 \\ i_2^2 \\ i_3^2 \\ i_4^2 \\ i_5^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1^{11} & \cdots & B_1^{15} \\ & B_1^{22} & \cdots \\ & & B_1^{33} & \cdots \\ & & & B_1^{44} & \cdots \\ B_1^{51} & \cdots & B_1^{55} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1^1 \\ i_1^2 \\ i_1^3 \\ i_1^4 \\ i_1^5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_1^1 \\ C_1^2 \\ C_1^3 \\ C_1^4 \\ C_1^5 \end{pmatrix} \cdots \cdots (4-6-2)$$

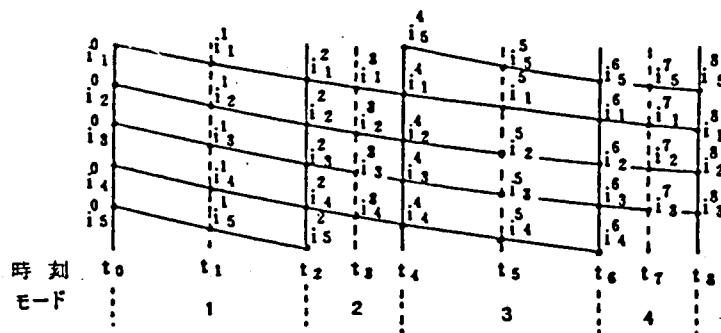


図 4・1 5・4・5・4 元の 4 モード整流特性曲線

他のモードについても同様にして、全体をまとめると次式の連立方程式が得られる。なお、左辺係数行列の左下すみのⅢは、始端と終端の結合を意味する。(4-7)式から明らかなように連立方程式の係数行列は、対角項を中心に帯状に非零要素のある(左下部に一部非零要素がある)スパース行列になる。

したがって、連立方程式の求解は、スパース行列処理技法による3角分解・代入法を用いる。

$$\begin{pmatrix} -\text{Ⅲ}A_1 & & & & & & & \\ & -\text{Ⅲ}A_2 & & & & & & \\ & & B_2\text{Ⅲ} & & & & & \\ & & & -\text{Ⅲ}A_4 & & & & \\ & & & & -\text{Ⅲ}A_5 & & & \\ & & & & & B_5\text{Ⅲ} & & \\ & & & & & & -\text{Ⅲ}A_7 & \\ & & & & & & & -\text{Ⅲ}A_8 \\ \text{Ⅲ} & & & & & & & & B_8 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1^0 \\ i_1^1 \\ i_1^2 \\ i_1^3 \\ i_1^4 \\ i_1^5 \\ i_1^6 \\ i_1^7 \\ i_1^8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \\ C_7 \\ C_8 \end{pmatrix} \cdots \cdots (4-7)$$

Ⅲ： 単位行列

#### 4.4 演算時間の比較

ここでは  $5 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 4$  元の 4 モードの場合と  $12 \cdot 11 \cdot 12 \cdot 11$  元の 4 モードの場合を例にとり、演算時間を表 4・1、表 4・2 に示す。

表 4・1  $5 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 4$  元の 4 モードの場合

解 法		CPU時間比較	反復回数	最終誤差	積分回数比較
反復法	RKG 法	1.0	7	0.013	1.0
	Gear 法	0.12	8	0.016	0.33
差分法		0.052		0.011	

表 4・2  $12 \cdot 11 \cdot 12 \cdot 11$  元の 4 モードの場合

解 法		CPU時間比較	反復回数	最終誤差	積分回数比較
反復法	RKG 法	1.0	3	0.016	1.0
	Gear 法	0.19	4	0.0084	0.53
差分法		0.06		0.018	

図 4・2 に  $5 \cdot 4 \cdot 5 \cdot 4$  元の 4 モードの反復法と差分法による電機子短絡巻線電流を示す。<sup>(29)</sup>

$q = 1$  において反復法（積分法）の解と差分法の解の差はほとんどなく、又 RKG 法と Gear 法の差も小さい。

整流方程式（常微分方程式）の数値解法は多くの演算時間を要する。特に無火花帯を求める場合には数十ケースの整流方程式計算が必要である。

これを解決するため、設計定数および設計目的に応じて、最短演算時間となるような解法として反復法（RKG 法，Gear 法）および差分法の三手法を求めた。具体的には、初期値概略計算，多極機，大型機のための計算には差分法を，元数が小さい計算や整流モードが直線整流，正弦波整流などの比較的ゆるやかな特性を示す問題に対しては Gear 法を用いることが効果的であることがわかった。

ここでいう差分法は，計算機的能力を考慮して分割数を減らした狭義の差分法である。これに対して反復法（RKG 法，gear 法）は，広い意味では差分法に属するが，ここでは狭義の差分法と区別して取扱った。

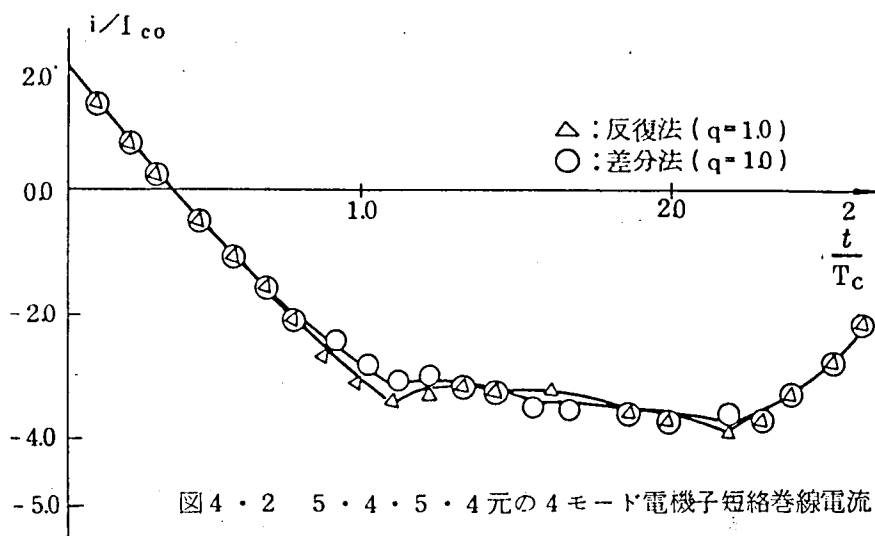


図4・2 5・4・5・4元の4モード電機子短絡巻線電流


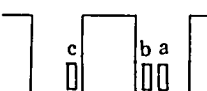
#### 4.5 計算例

##### 4・5・1 モデル機の仕様

この計算は前述の整流方程式汎用解析にもとづくものである。ここでは整流特性の判断基準として、短絡巻線電流の変化の状況、ブラシ接触電圧降下、および無火花帯曲線を採用した。

本節および第5章に用いる解析モデル機のパラメータを表4・3に示す。

表4・3 モデル機の諸元

		 	
出力 (kw)	4500	図2・2に対応する寸法	図3・2～3・4, 3・7に対応する寸法
回転速度 (rpm)	50/100		
極数	20	$g_m = 8$	$W_t = 15.9$
定格電機子電流 (A)	6700	$g_i = 19$	$W_s = 10.8$
ブラシカバリング	5.27	$d = 67$	$h_c = 24.7$
電機子コイル抵抗	0.00162 $\Omega$	$W_i = 50$	$W_c = 2.4$
ブラシ抵抗 (定格時)	0.00176 $\Omega$	$W'_i = 20$	$d_1 = 41$
電機子巻線方式	一重重ね巻	$W_m = 274$	$d_3 = 92$
電機子スロット数	330	$\beta = 60^\circ$	$h_s - y_1 = 6.12$
整流子片数	990	$h_\ell = 4.5$	$y_2 - y_3 = 2.47$
		$W_\ell = 130$	

このモデル機は、一重重ね巻の場合である。一重重ね巻機のモデルにしたのは、4.5.2に述べるように補極形状とリアクタンス電圧との関係の一部の不整合の説明のために選定したからである。

二重重ね巻の場合の計算結果は、後掲の図6.13, 6.14に示すように不整合が非常に少なくよい整流状態が得られた。

#### 4・5・2 リアクタンス電圧，整流磁束，整流起電力

図4・3に表4・3のモデルについて求めたリアクタンス電圧，整流磁束，整流起電力を示す。

この図では，整流磁束が整流帯内でおうとつ（凹凸）を示している。このような凹凸が著しいと整流が複雑になり，調整も困難になることが多い。このモデルとなった機械も整流調整を経験した。後述のように補極先端の幅と角度，空隙の大きさが整流磁束に重要な影響を与えるものであり，設計検討に際してはこの図のように作図化すると判定しやすくなる。

留意する点は下記のとおりである。

- (i) リアクタンス電圧と整流起電力とが各巻線に対して分布形状がそれぞれ一致していること。
- (ii) 整流帯内での整流磁束の形状に凹凸が目立たないこと。

なお，このモデルでは，(i)について若干の不整合が残り，(ii)については上述のようにくぼみがあるが，後出の図6.13, 6.14では不整合やくぼみもなくよい整流状態を示している。

次にリアクタンス電圧と整流起電力について見ると，高速でも低速でもピッチの短い巻線cの分布は巻線a, bよりも平坦になっている。整流上はa, b, cともに平坦になる方がよい。この場合にはcだけよくてa, bはcよりも苦しい整流条件となっている。a, bで整流能力が規制されることになる。このような解析検討ができると安易に階段巻を採用することが減り巻線作業も楽になる場合もあると言える。



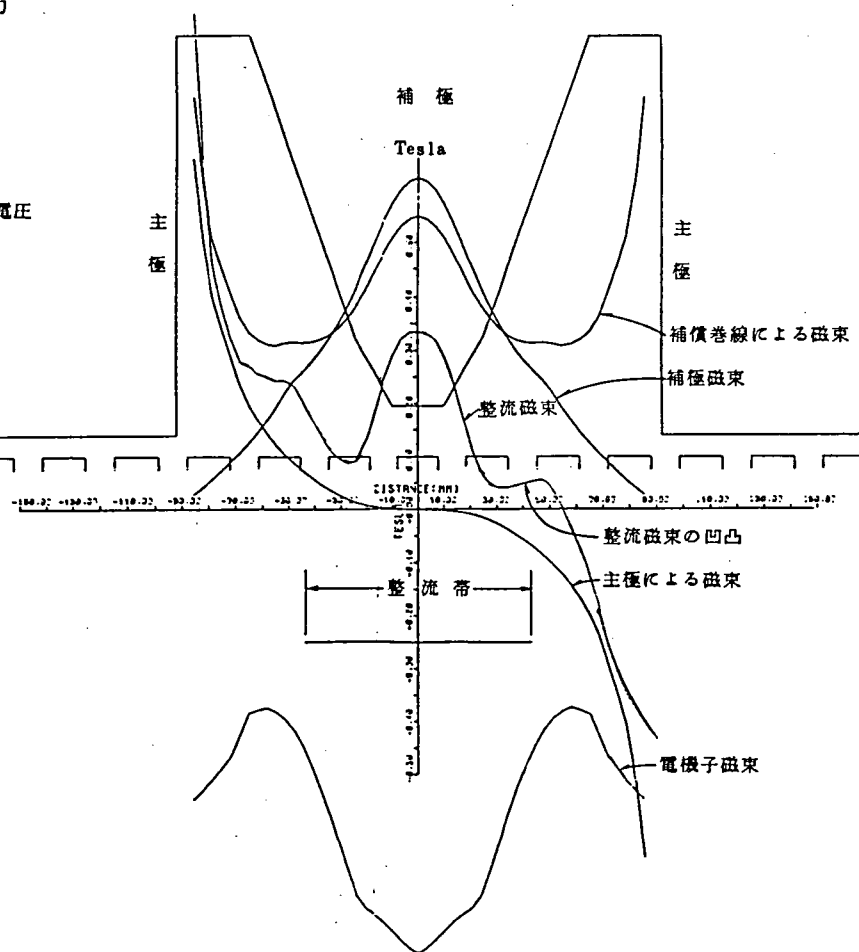
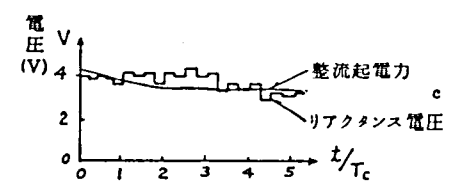
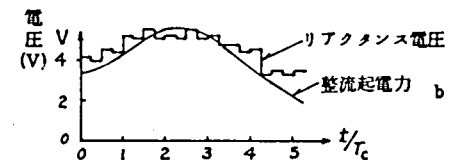
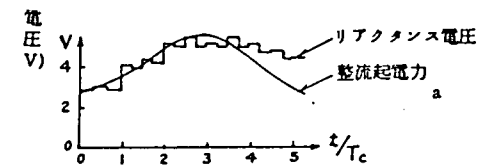
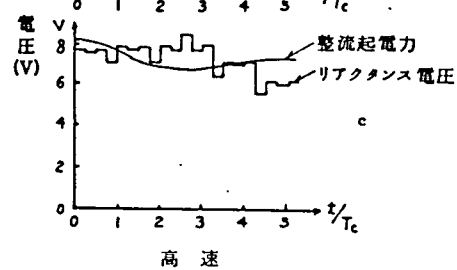
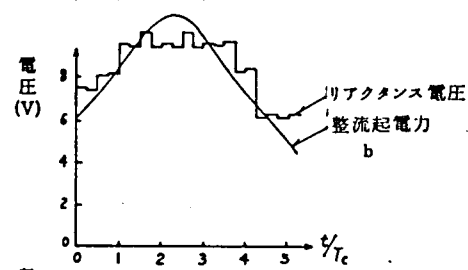
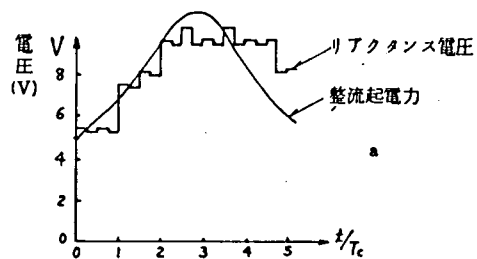


図4・3 モデル機の整流特性(計算)

#### 4・5・3 電流変化

表4・3のモデルについての電流変化を図4・4に示す。いずれも同じスロット内の3つの巻線の各電流がばらつくことが分かる。そして、巻線b, cは巻線aと比較するとともに過整流の傾向を示している。このような場合に巻線b, cだけを過整流から救うのは非常に困難で、従来の調整は試行錯誤であったが、磁束分布を変えるために補極空隙を変えてその結果をグラフ上で検討し、巻線a, b, cの間の不揃いを減らすような試みもできる。このようにして整流状況の検討にこの解析法は有益である。

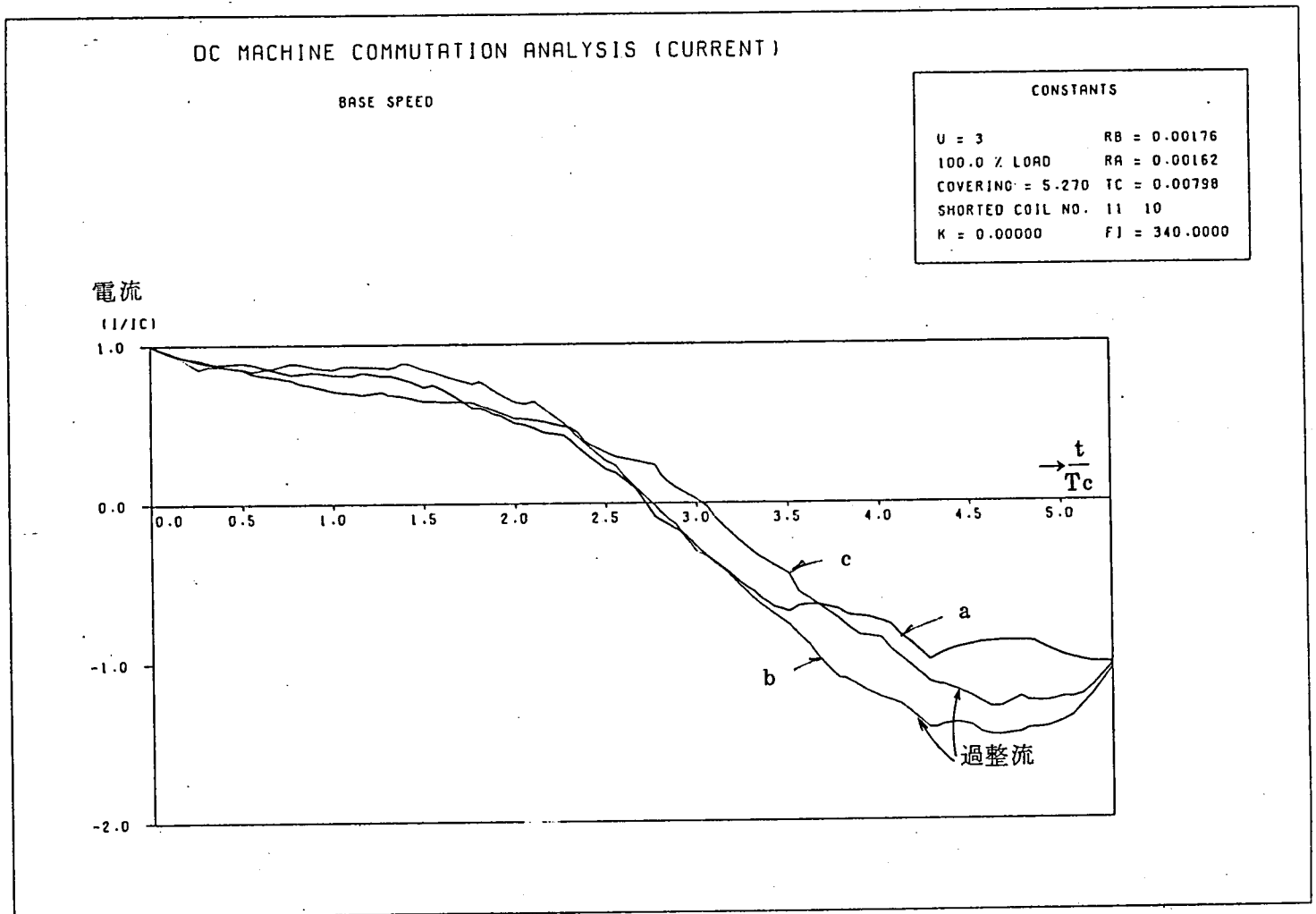


図4・4 電流変化(低速, 100%負荷)

#### 4・5・4 ブラシ接触電圧降下

ブラシと整流子片との間の接触電圧降下，すなわちブラシ接触電圧降下を図4・5に示す。同一スロット内の巻線によってブラシ接触電圧降下の値がばらついている。そして整流終期においてもその差が残っているから整流状態が異なっていることを意味する。理想としては，巻線a，b，cに対応するブラシ接触電圧降下が整流終期に一致して零に近くなることである。この例図では，aが理想に近く，次がbで，cはやや離れていることが分かる。

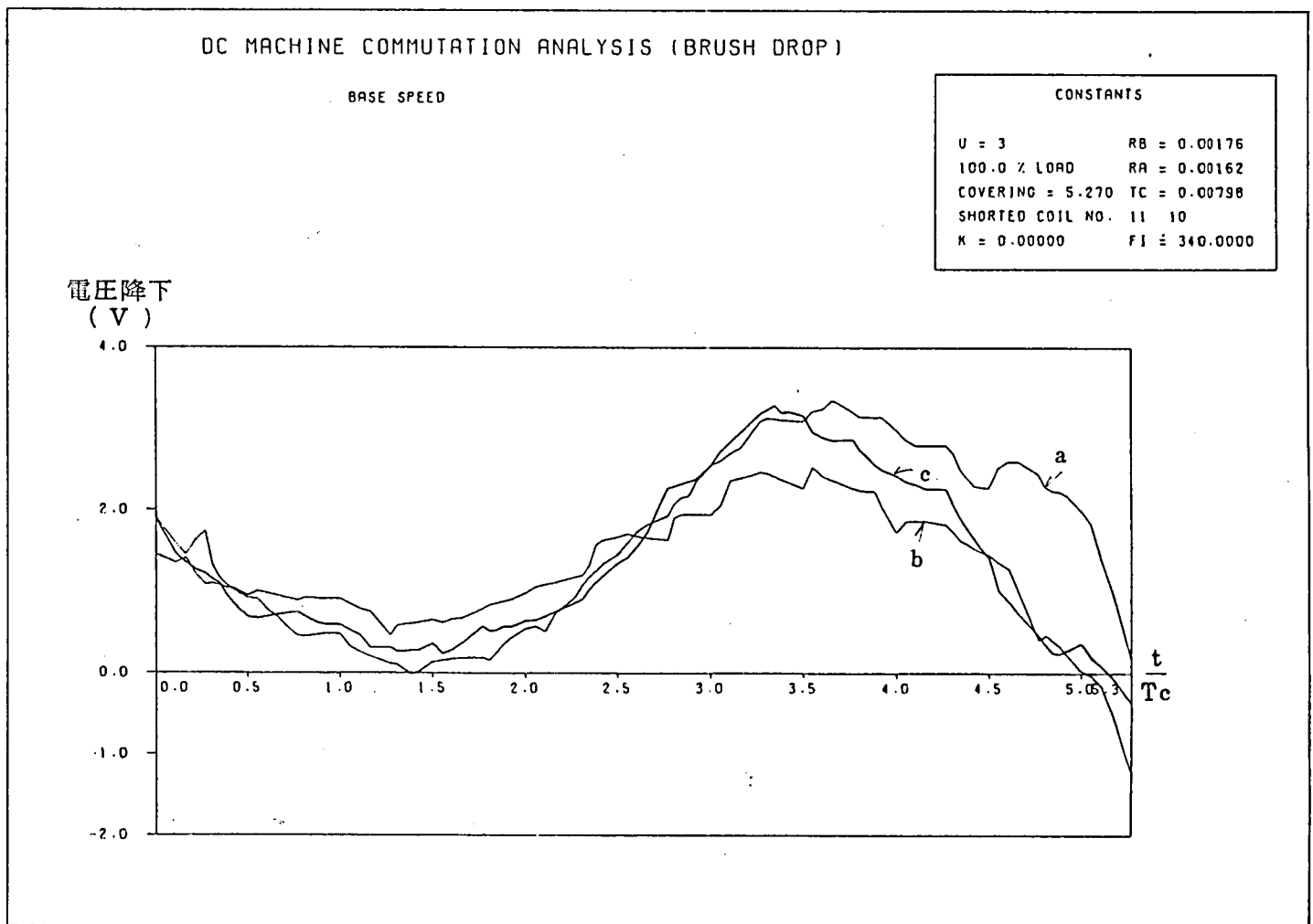


図4・5 ブラシ接触電圧降下（低速，100％負荷）

#### 4・5・5 無火花帯

表4・3の諸元をもとにして、添加励磁率 $k$ 、電流 $I$ を変えて整流終期ブラシ接触電圧降下を求め、この $k$ 、 $I$ 座標中で電圧降下が火花発生電圧に等しい点を結べば無火花帯となる。これを図4・6(a)、(b)に示す。各巻線によって無火花帯が異なり、実際に観測できる無火花帯と比較するときには、この図の最もせまい部分を採用することになる。この場合には、ブラシ接触電圧降下の限度を3Vとして計算した。この限度値3Vは経験によって求めたものである。

なお、限度値を3Vとしているが、これを例えば5Vとしてその無火花帯を求めて3Vと5Vの曲線間の距離を検討してみると、その機械が補極の強さの変化に対して鋭感かどうか分かる。

整流火花の許容範囲は、無火花だけでなく若干の火花を含めるものであり、上述のような無火花帯と無火花に近い添加励磁率と負荷電流との関係を示す準無火花帯ともいえる曲線との相関距離が広ければ、その機械の整流能力が高いと言える。このような無火花帯の幅だけでなく無火花に準ずる火花帯の計算も無火花帯と同様にして求められ、各因子に対する敏感性を検討してその機械の整流能力を判定することができる。

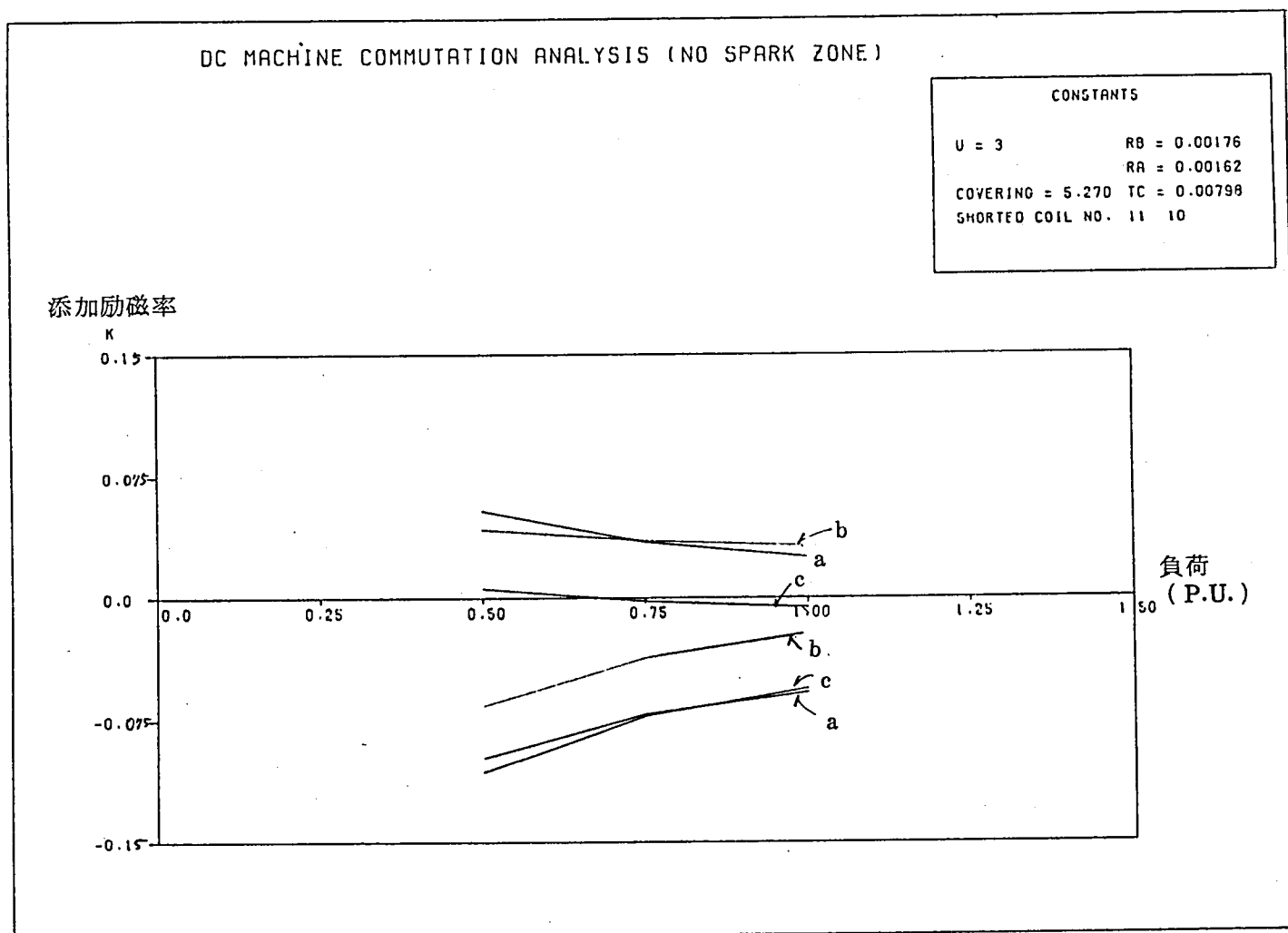


図4・6 (a) 無火花帯の計算 (低速)

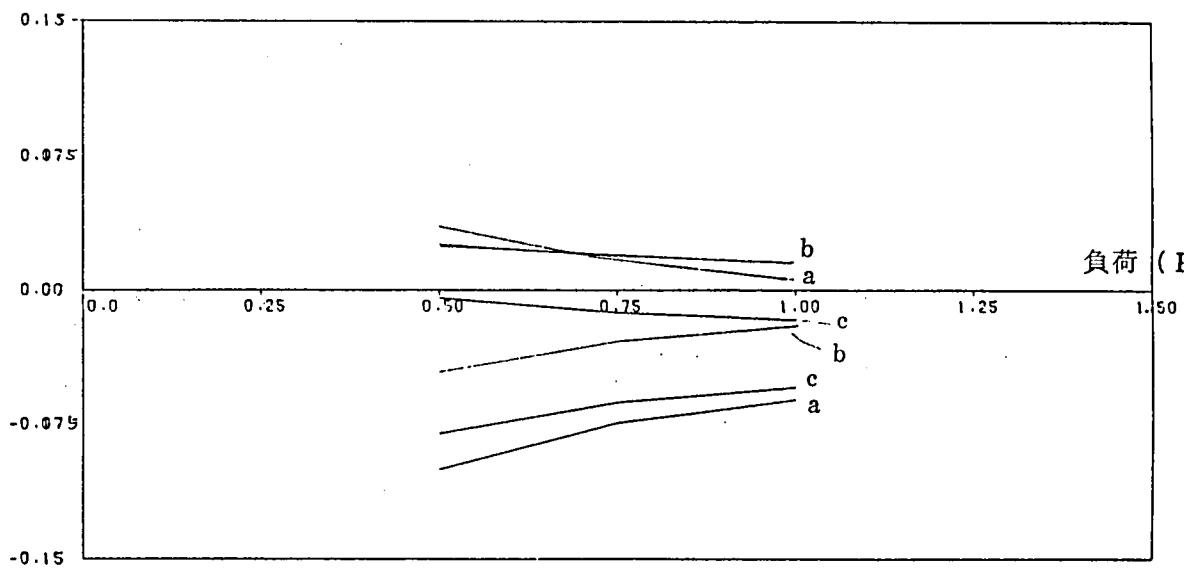
# DC MACHINE COMMUTATION ANALYSIS (NO SPARK ZONE)

## CONSTANTS

$U = 3$                        $RB = 0.00176$   
                                   $RA = 0.00162$   
 $COVERING = 5.270$      $IC = 0.00399$   
 $SHORTED\ COIL\ NO. \quad 11 \quad 10$

添加励磁率

K



負荷 (P.U.)

図 4・6 (b) 無火花帯の計算 (高速)

#### 4.6 結 言

整流方程式の解法を示し、電子計算機を使用し、従来よりも精密な解を得た。これによって二重重ね巻直流機に対する整流解析が可能となった。なお、その計算時間を短縮し実用上有効なのは Gear 法であることを明らかにした。

さらにモデル機についてリアクタンス電圧、整流磁束、整流起電力や無火花帯などの計算例を示し、上述の解法結果が実機の設計・検討に適用できる極めて有効な手法であることを明確にした。

すなわち、これらの解析結果は、整流状態がグラフ化されており判断しやすい。また、無火花帯の計算を拡張してある一定の許容できる限度の火花の発生帯を求めて無火花帯と対比すればその機械の補極の強さの変化に対する適応性がわかる。補極の強さが多少変化しても整流状態にあまり影響がないというのを整流能力を表すパラメータとして無次元化すれば、整流能力の表示法の一つとして評価の対象となり得る。このように無火花帯が計算できることによって整流に関する一般的なパラメータの定義を与える可能性のあることを示唆した。

## 第 5 章 整流に影響を与える諸因子

### 5.1 緒 言

整流方程式を構成する諸因子が整流にどのような影響を与えるかを前章のモデル機を例題として論述する。主極と補極の間の距離や補極先端の角度などは、実機的设计上重要な因子でありこれらの諸因子と整流との関係を把握する必要がある。

そこで本章ではこれらについて詳細に検討した結果を述べ、さらに整流磁束分布の計算結果を具体的に図示することによって整流に与える諸因子の影響を明らかにする。次に、補極の添加励磁率、電機子電流、回転速度及びブラシ抵抗を変えた場合の計算結果を示し、これらが整流に与える影響を述べる。

### 5.2 整流磁束分布

ここでは第 2 章で論じた解析手法を第 4 章のモデル機に適用する。基本図は、図 2・2 でありこの図 2・2 中の記号を使う。

#### 5.2.1 主極補極間距離

##### (1) 補極補償磁束分布 (図 5・1 参照)

$d/g_i$  が大きくなると磁束分布が広がる傾向を示すのは補極磁位がヨークを介して主極磁位に接続しているからである。 $g_i$  に等しい長さの漏れ磁束部分 ( $x/g_i = -1$ ) での磁束分布をみると  $d/g_i$  の影響が大きいことが分る。

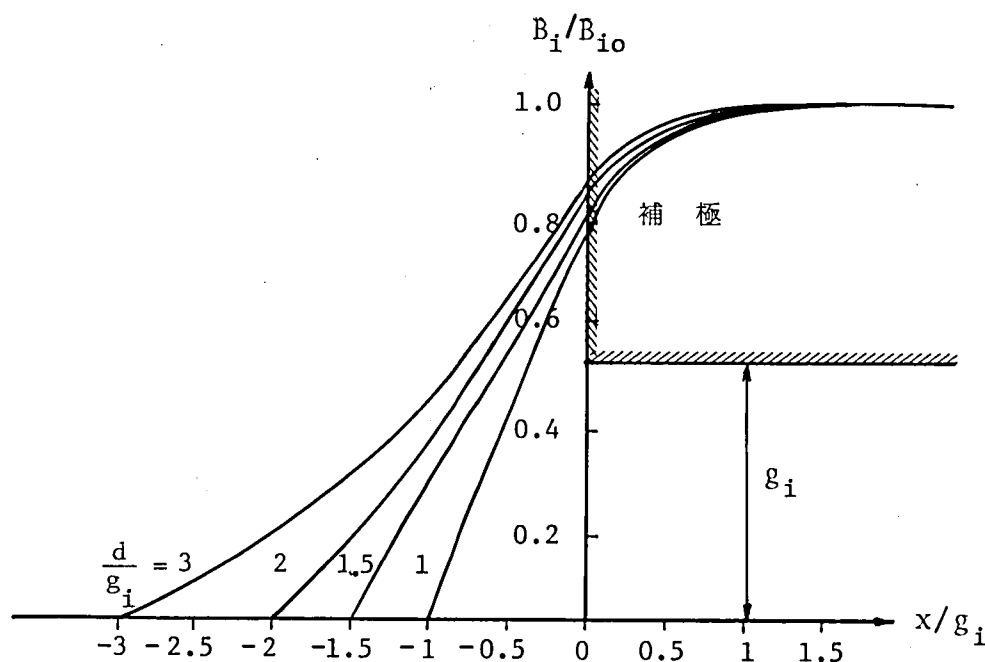


図 5・1 主極補極間距離の補極補償磁束分布への影響

以上のことから、主極と補極との距離  $d$  の設定に際して次の注意が必要であることが分った。すなわち、整流帯の幅以上まで磁束を広く分布させることは無駄であるから、この解析によって距離  $d$  をあまり大きくしない方がよい。別の言い方をすると整流だけの面からは補極の磁気回路をなるべく短かくして主極の影響を受けないようにすることである。

## (2) 主極漏れ磁束分布

主極漏れ磁束が補極の下に与える影響を図 5・2 に示す。 $d/g_i$  が大きくなると補極幅端の位置 ( $x = 0$ ) での磁束は小さくなる。

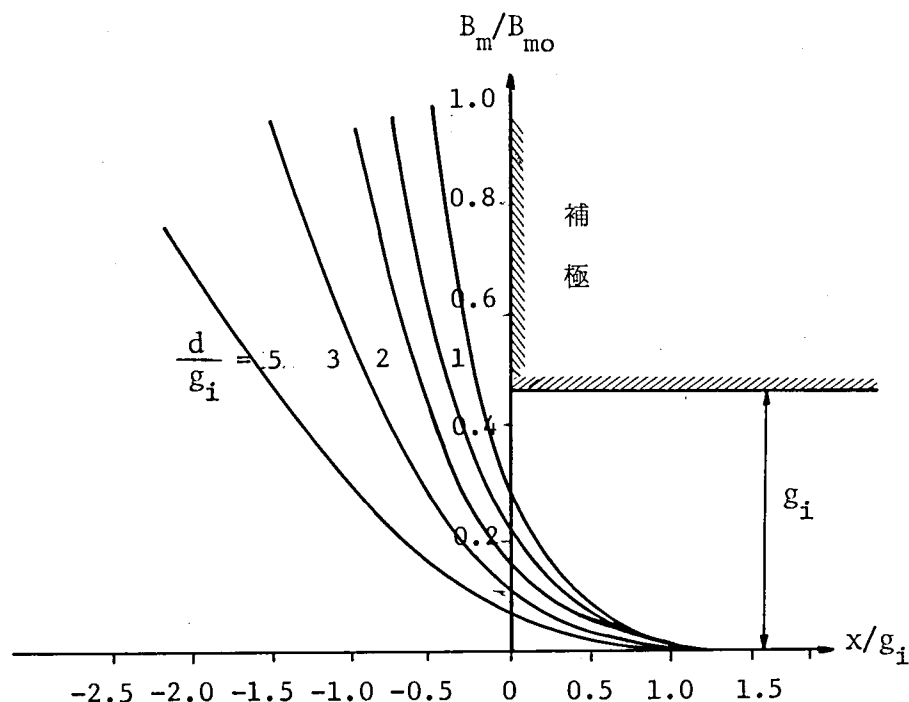


図 5・2 主極漏れ磁束と主極補極間距離

これによって、 $d$  を大きくして補極下の近くにおける主極磁束の漏れの影響を定量的に把握できることが分かった。しかし、(1)の結果との関係も考慮しなければならないし、また、 $d$  を大きくすることは機械の体格を大きくすることになるから  $d$  はこれらの関係から総合的に選定することになる。

## (3) 補償巻線電流による分布

補極をはさむ二つの主極の補償巻線のつくる磁束の分布を図 5・3 に示す。 $d/g_i$  が小さいと補償巻線の影響が大きいことが分かる。



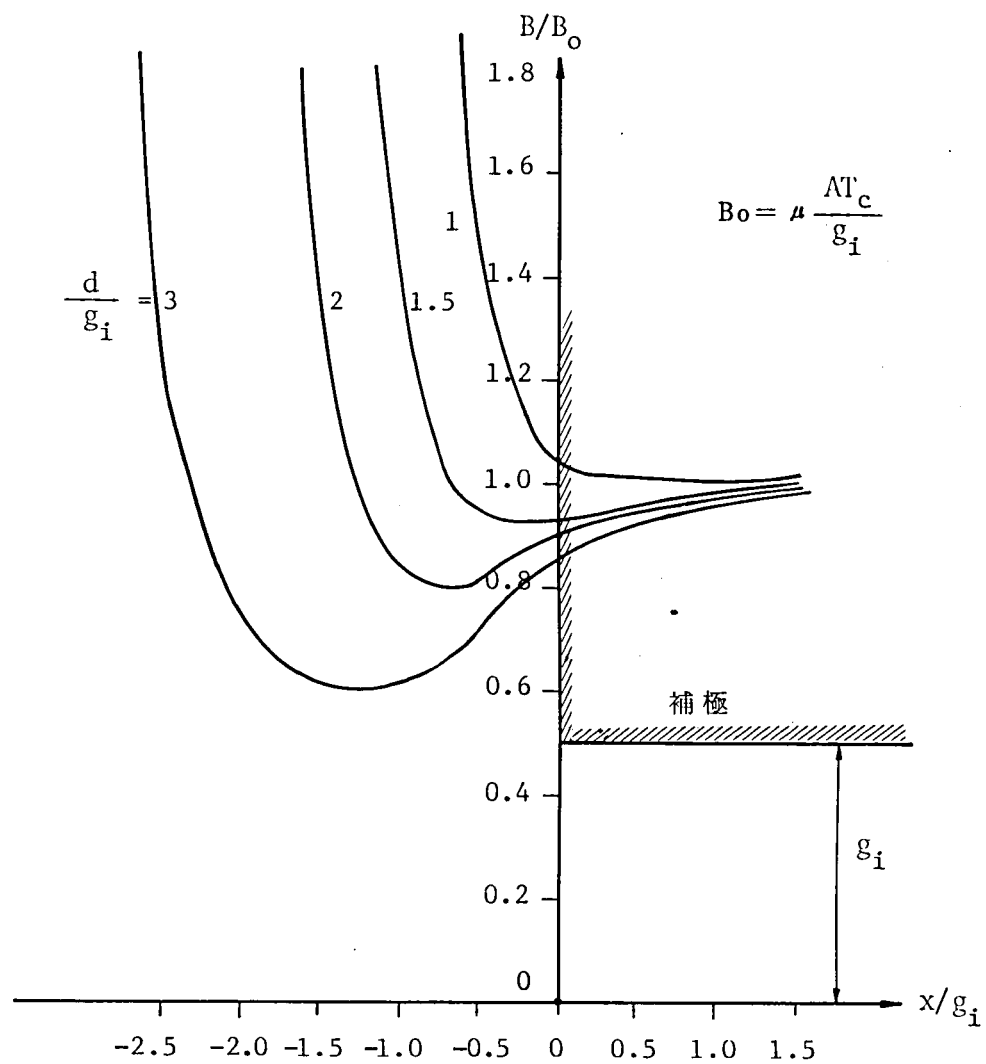


図 5 ・ 3 補償巻線による磁束分布と主極補極間距離

従って補償巻線が補極に近いと補極下から出た整流帯の端近くでの補極磁束の分布に強い影響を与えることが分り，上述の(1)，(2)とともに  $d$  は慎重に選定する必要がある。

(4) 各磁束分布

図 5・4 は、 $g_m = 0.375 g_i$  の場合の検討結果をまとめた。

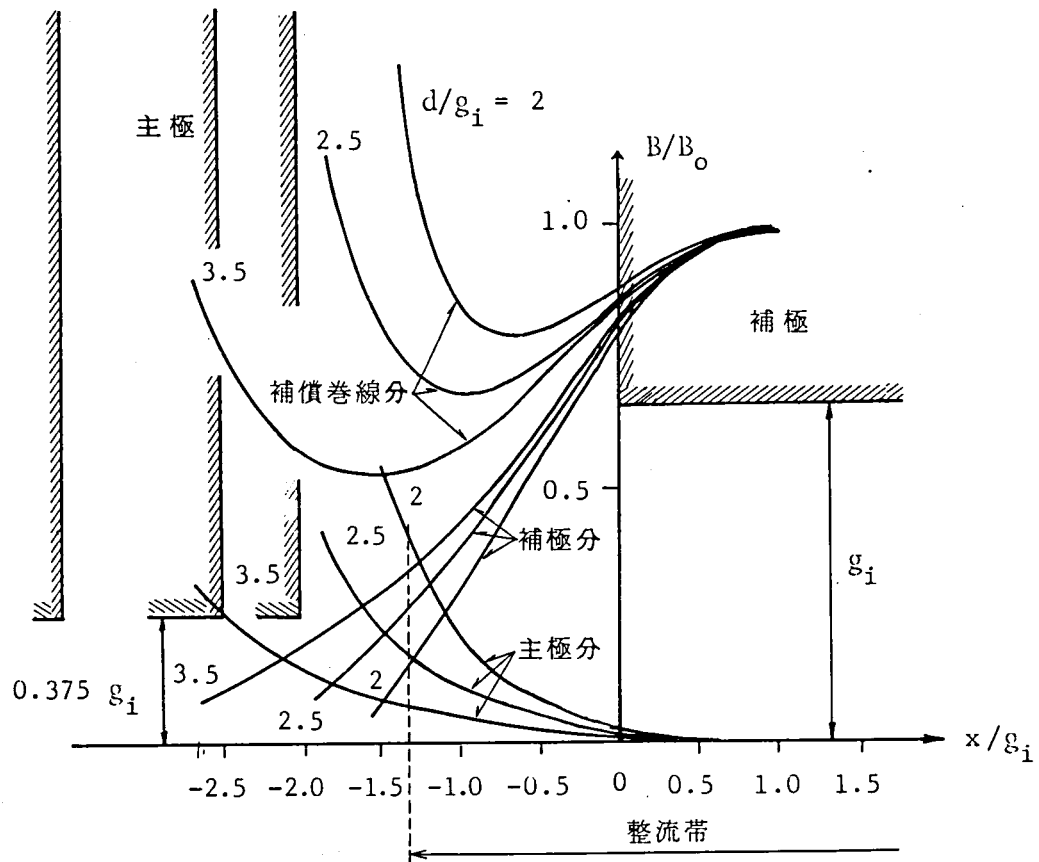


図 5・4 主極・補極間の距離の影響 ( $g_m = 0.375 g_i$ )

この例図と(1)～(3)の検討結果を総合すると次のようになる。

すなわち、まず整流帯の両端での磁束分布の乱れの許容値を想定して補極空隙  $g_i$  を仮定し、 $d$  の適当な値に対する主極・補極・補償巻線のそれぞれの影響を総合して評価する。実用機においてよく採用されている主極空隙  $g_m = 0.375 \times (\text{補極空隙 } g_i)$  の場合の例図からみると  $(d/g_i) = 2.5$  前後が補極下の磁束分布に大きな乱れを与えないことが分かる。

### 5.2.2 電機子ATによる磁束分布

図5・5に電機子ATによる磁束分布を示す。電機子ATは、補極中心において最大となり、主極中心では0となる。このAT分布は、(2-16)式より求められる。磁束は整流帯端部付近で最小となり主極に近づくに従い大きくなる。これは、主極磁気回路を磁路とする磁束が増すからである。なお、主極付近の電機子磁束は補償巻線による磁束と相殺するものである。

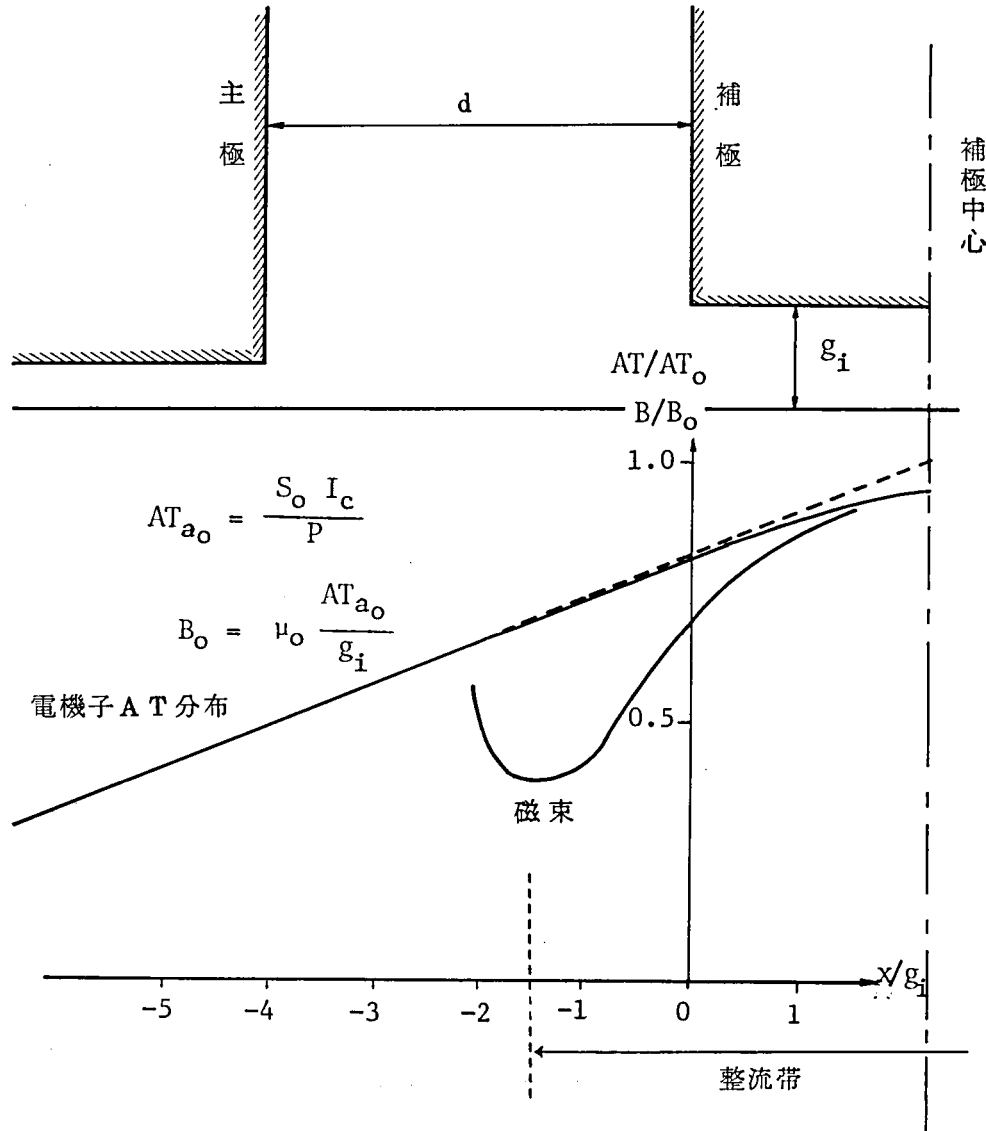


図5・5 電機子ATによる磁束分布

### 5.2.3 補極先端角度と先端幅の影響

#### (1) 角度の影響

図5・6にこの検討結果を示す。角度の影響の大きいことが分かる。

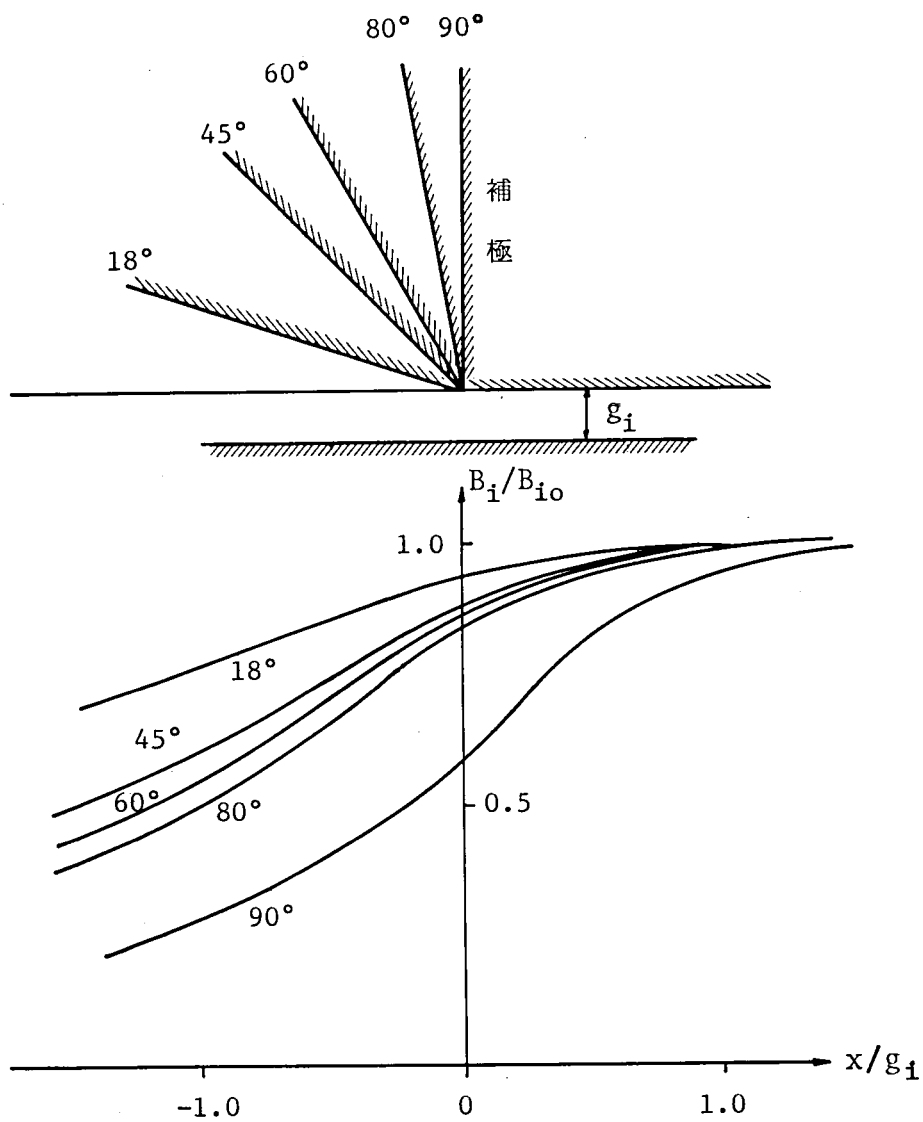
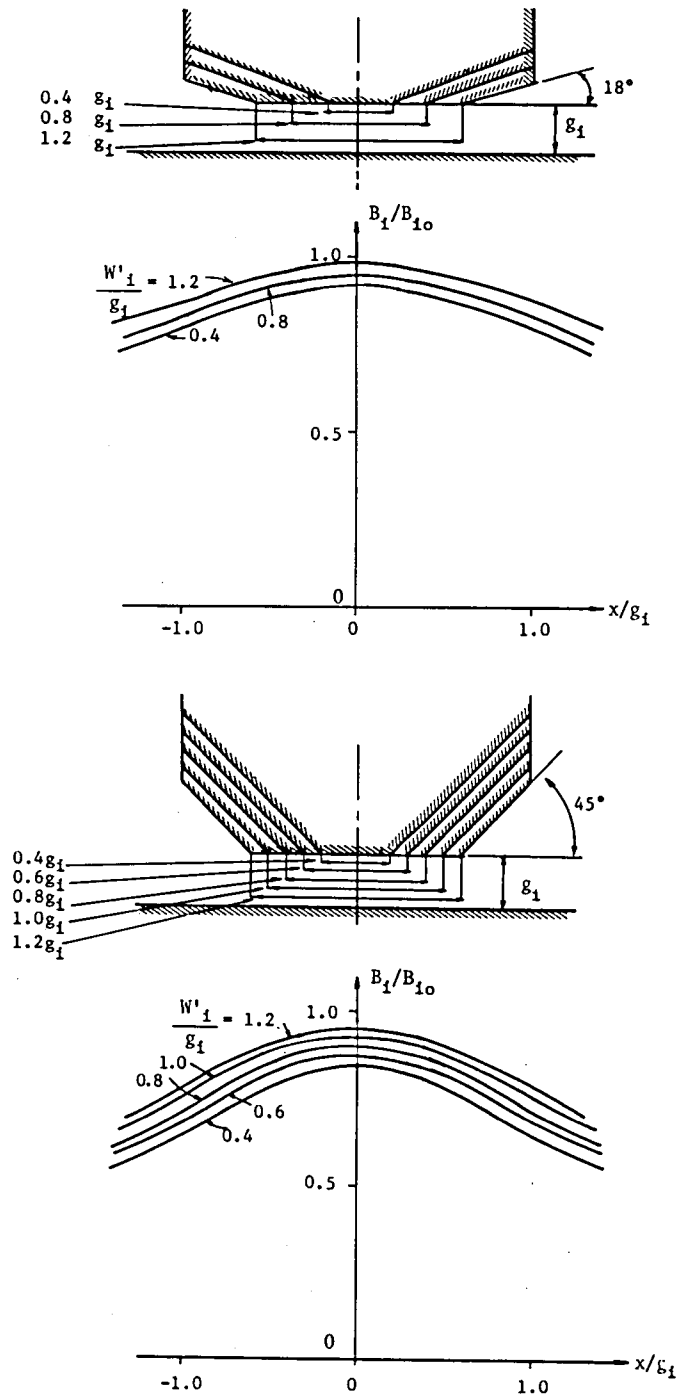


図5・6 補極先端角度と補極磁束分布形状の関係

(2) 補極先端幅の影響

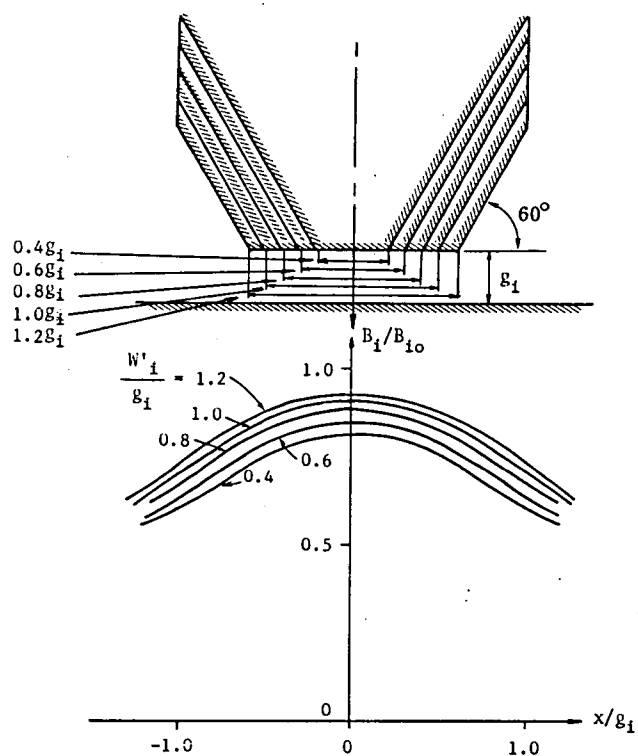
図5・7(a)~(d)に先端角度 $18^\circ$ 、 $45^\circ$ 、 $60^\circ$ 、 $90^\circ$ 4種の場合の補極補償磁束分布を示す。パラメータとして先端幅 $W'_1$ を採った。なを、先端幅は空隙長で、磁束は $\mu_0 AT_i/g_i$ で正規化されているものである。これらは図5・6の半無限幅の場合の分布形状を対称軸を中心に重ね



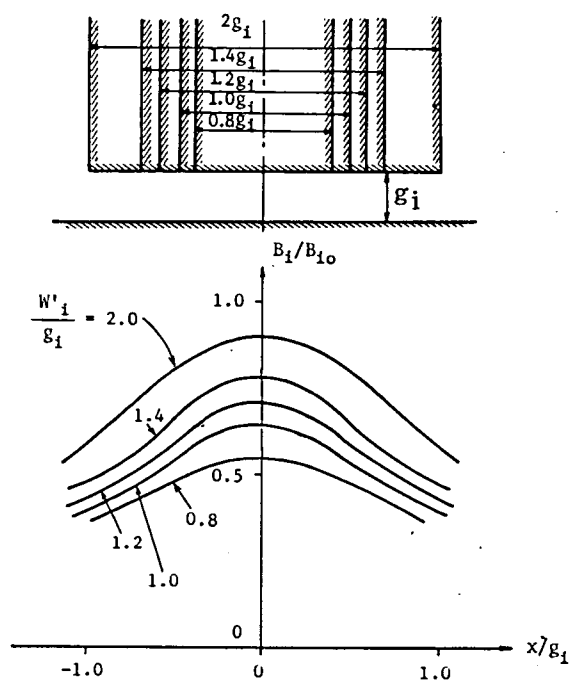
(b) 角度  $45^\circ$  の場合

図5・7 補極先端幅と角度の影響

合わせたものである。角度が小さいほど分布が平坦になり先端幅の変化による最大磁束の変化も小さくなる。調整の側からみると、 $90^\circ$  角度の補極はとりあつかいにくいことが分かる。



(c) 角度  $60^\circ$  の場合



(d) 角度  $90^\circ$  の場合

(図 5・7 の続き)

#### 5.2.4 補極磁束利用率

補極磁束利用率は次式で定義されるものであり、補極コイルのアンペアターンに対して補極中心の磁束量の期待値の百分率を示す。

$$\text{補極磁束利用率} = \frac{\text{補極中心磁束}}{\mu_0 AT_i / g_i} \times 100\%$$

この値は、100%ではなく、補極磁束を設定するときに  $\mu_0 AT_i / g_i$  で計算すると補極磁束は不足する。また、この値は、補極先端の角度によって変化する。図5・8は、その状況を示し、角度  $90^\circ$  では、 $60^\circ$  よりも大きな変化を与えることが分かる。図は、 $W_c = g_c$  の場合を示し、横軸は空隙の変更前と変更後の比を示し、縦軸は補極中心磁束を正規化したときの空隙の変更前の値  $B$  と変更後の値  $B_{00}$  との比を示す。

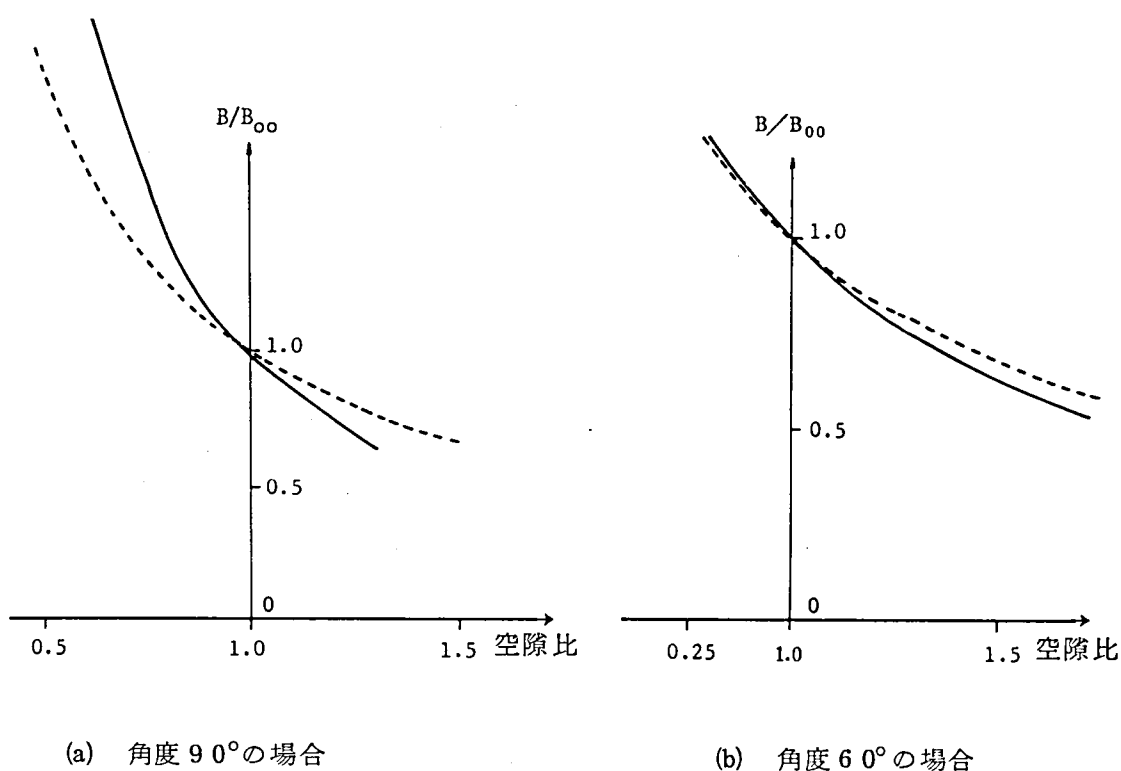


図5・8 補極磁束利用率と空隙の関係

図中の点線は、単に磁束が空隙長に反比例するとして計算した双曲線で、実線は、角度の影響を考慮して計算した結果であり、空隙を変えるとときに  $90^\circ$  よりも  $60^\circ$  の方が磁束量の変化が期待値に適合しやすいから、 $60^\circ$  を補極先端角度の設計基準として推奨する。

### 5. 2. 5 補極空隙

補極空隙の影響を検討するために、図5・9(a), (b)に磁束の分布形状を示した。この図に従って補極の調整作業をするのがよい。空隙長を変えると分布形状が大きく変化する。空隙長を変えるのは、整流磁束分布形状とリアクタンス電圧分布形状とが一致していない場合だけに限定されることを意味する。これは整流調整作業上重要なことである。

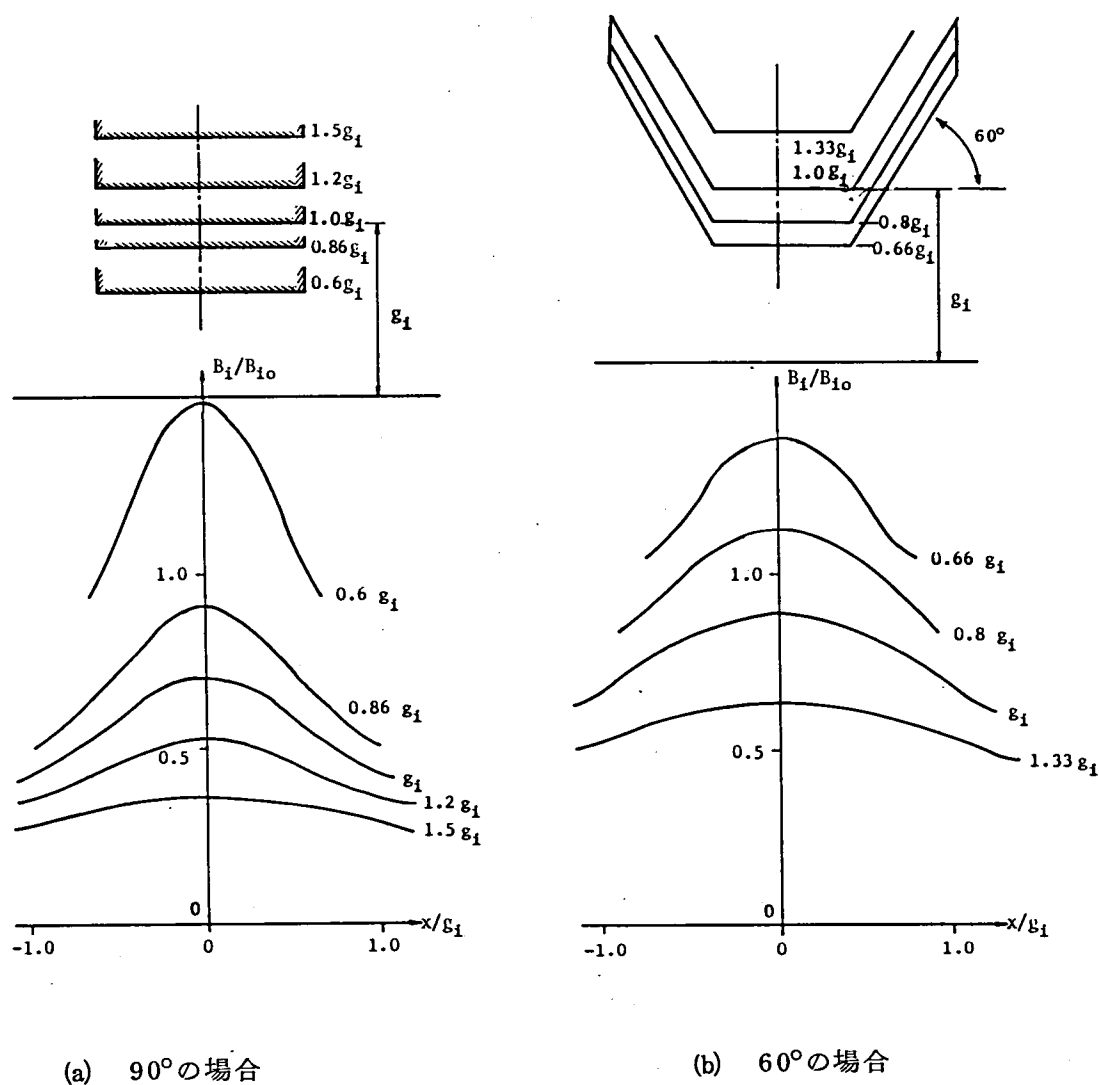


図5・9 補極磁束の変化



### 5.2.6 補極ATと補償巻線ATの配分

補極ATと補償巻線ATの和を一定とした場合、補極下での磁束分布はほぼ一定であるが整流帯の端では両ATの比を変えると磁束分布は変化する。図5・10に計算例を示す。この図の場合には補償巻線と補極巻線のATの割合について、補極巻線のATを補償巻線のATよりも強くした方が整流上は好都合であることが分かる。

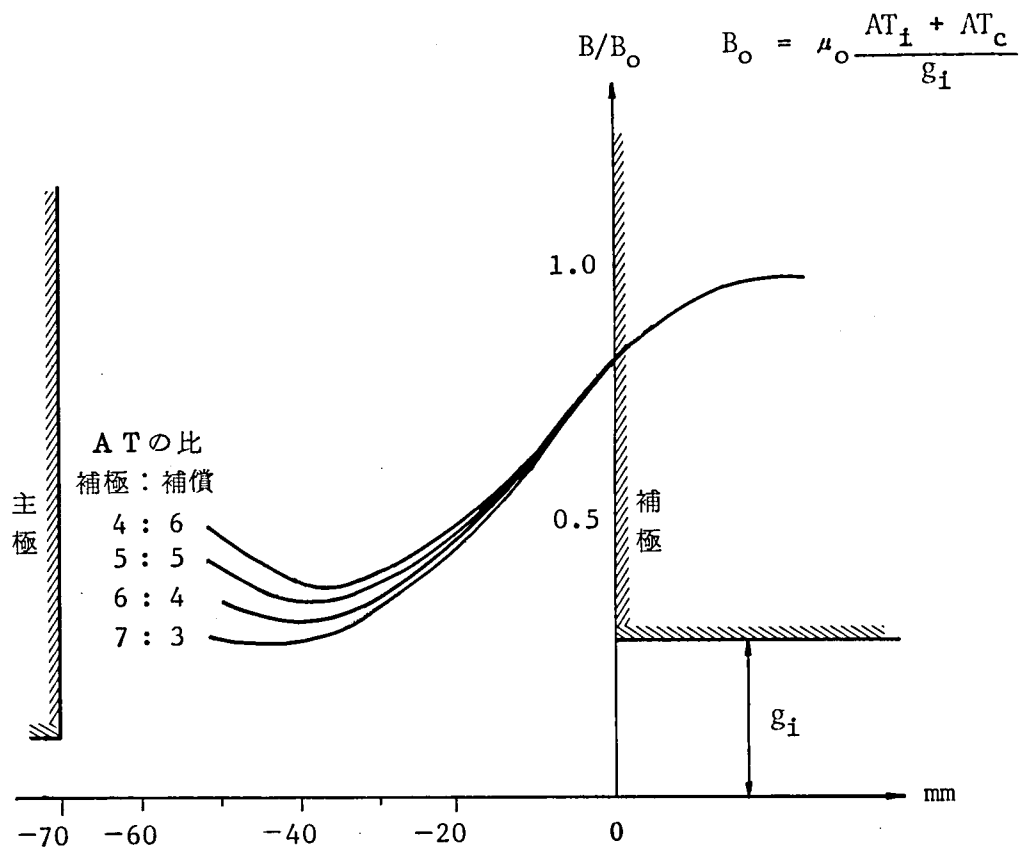


図5・10 (補極AT／補償AT)の比の影響

### 5.2.7 補極端に接近するスロット内巻線の誘導起電力

スロットを考慮した場合と無視した場合を図5・11に示す。スロットの効果は、前述の考察によるものであり、スロット構造の影響は、それ程大きいものではないことが分かる。

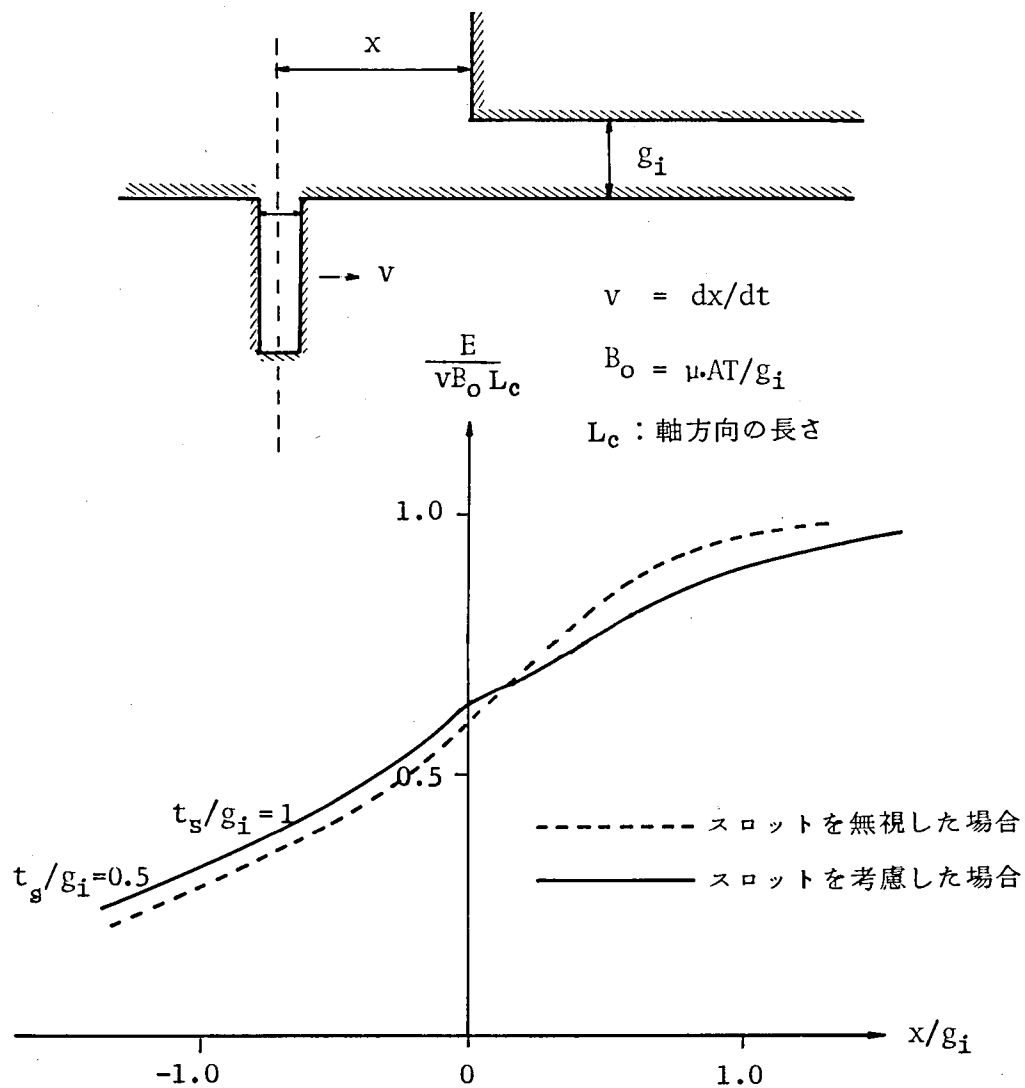


図5・11 スロット中の巻線の誘導起電力

### 5.2.8 電機子ATとブラシカバリング

カバリング従って整流帯幅が広くなると、電機子ATが小さくなる。電機子ATは(2-16)式で与えられ、前掲の図2・5のようになる。図5・12は、整流帯が広くなると補極中心での電機子ATの値が小さくなる状況を示すものである。二重重ね巻の場合には整流帯が広いからこの事情を考慮しておく必要がある。

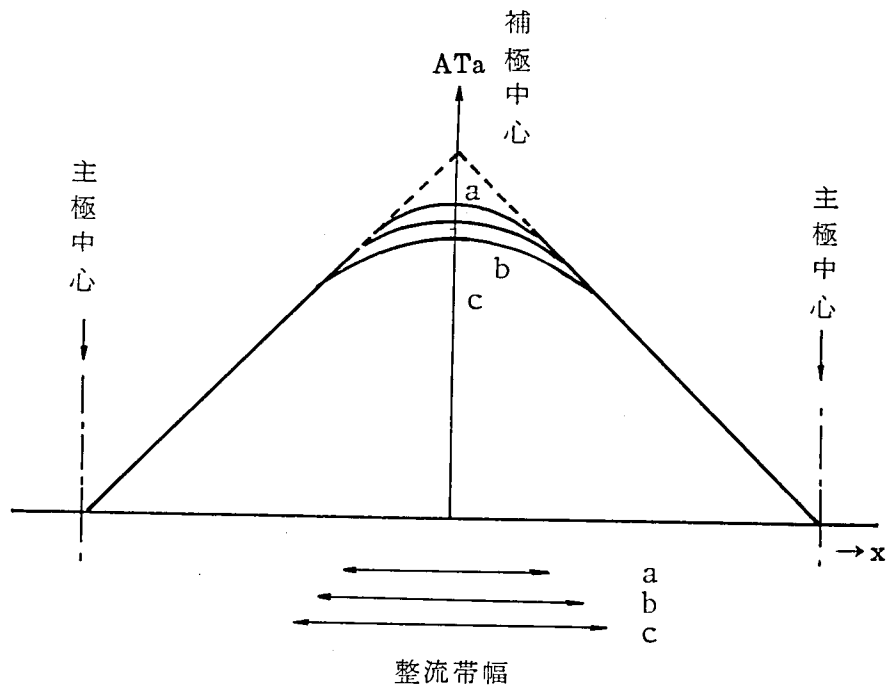


図5・12 整流帯幅と電機子AT

### 5.2.9 整流磁束分布の計算例<sup>(29)</sup>

図5・13に整流磁束分布の計算例を示す。補極先端の形状などを検討するのに有用である。この例では、主極漏れ磁束の影響が出ていることが分かる。

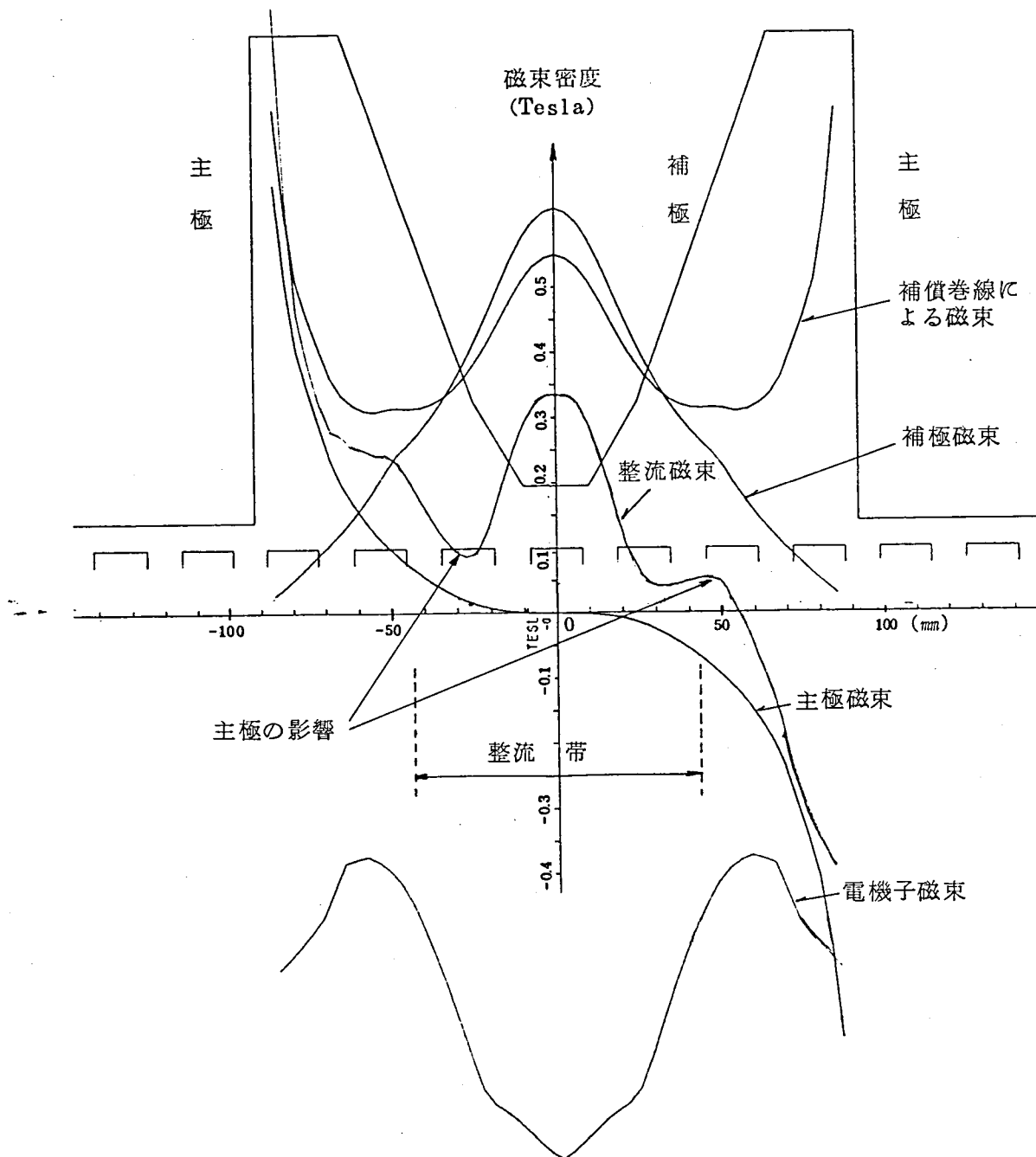


図5・13 整流磁束分布

### 5.3 整流起電力

整流起電力については電機子巻線ピッチと補極中心位置との関係も考慮する必要がある。この場合にはブラシカバリングも条件となるので取扱いが極めて煩雑になる。これらの計算過程を付録3および4に示した。その結果、巻線の側からみると補極の中心位置が偏移することが明らかになった。

### 5.4 各条件の整流特性への影響

#### 5.4.1 補極添加励磁率

添加励磁率  $k_i$  を  $0.1 \sim -0.1$  の範囲で変化させた場合の計算結果を図5・14(a)~(f)に示す。

添加率  $k_i$  の影響：すなわち整流起電力の影響を十分に計算できることが理解される。 $k_i$  を大きくすると過整流となり、 $k_i$  を小さくすると不足整流となることが分かる。

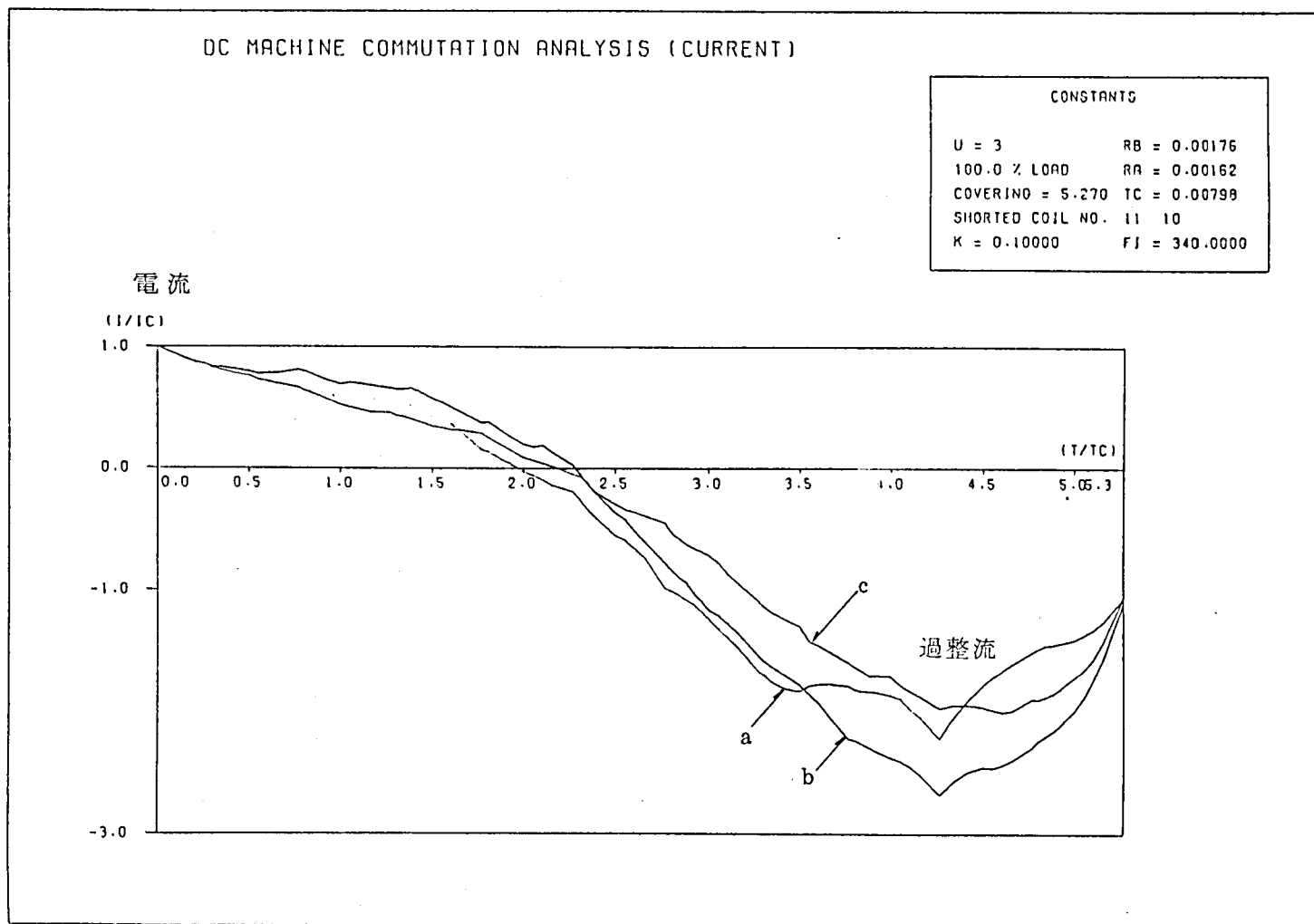


図5・14 (a)  $k_i = 0.1$ , 低速, 100 % 負荷

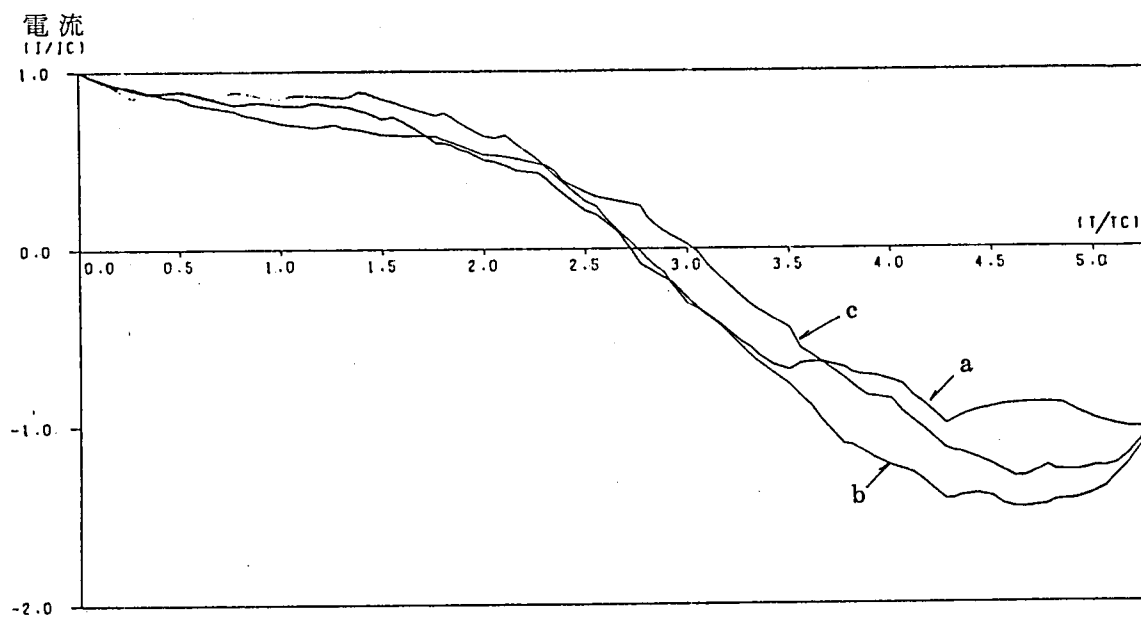


図 5・14 (b)  $k_1 = 0$  , 低速, 100% 負荷

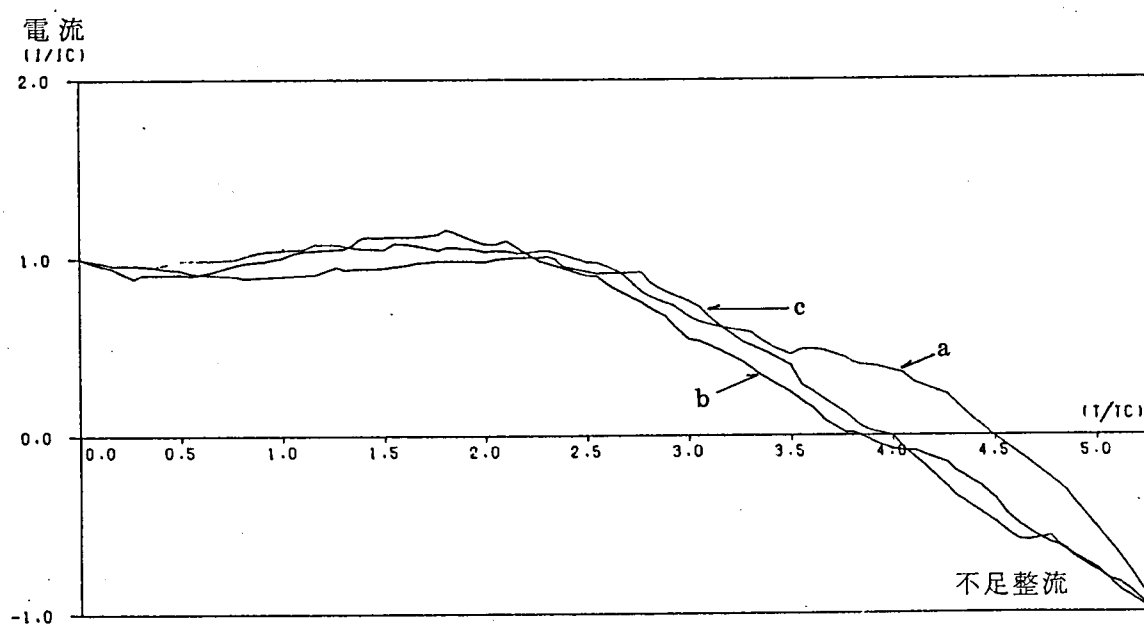


図 5・14 (c)  $k_1 = -0.1$  , 低速, 100% 負荷

ブラシ接触電圧降下  
(V)

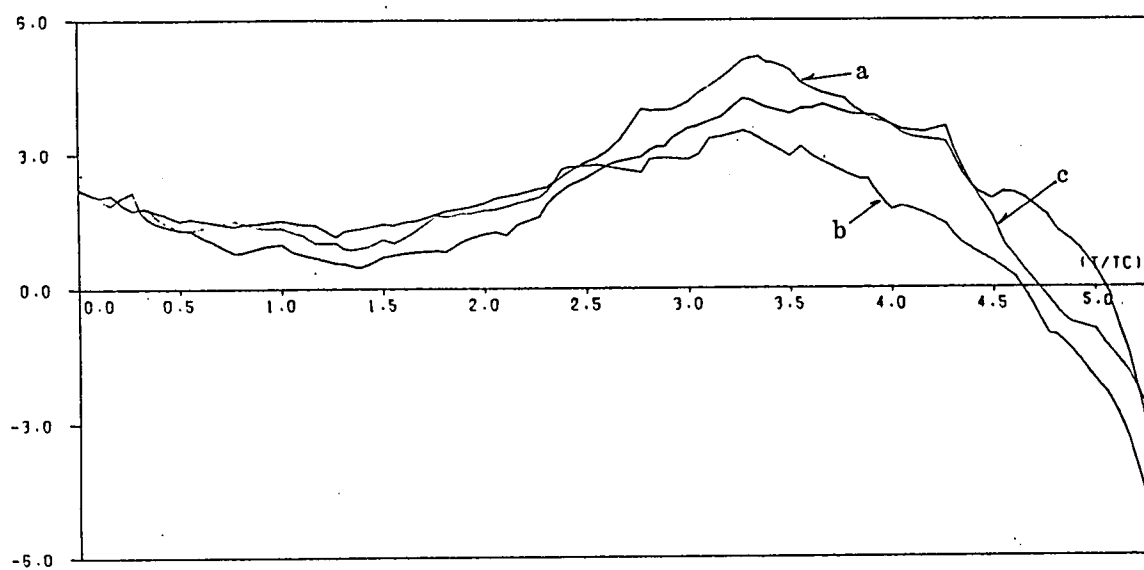


図 5・14 (d)  $k_1 = 0.1$  , 低速, 100% 負荷

ブラシ接触電圧降下  
(V)

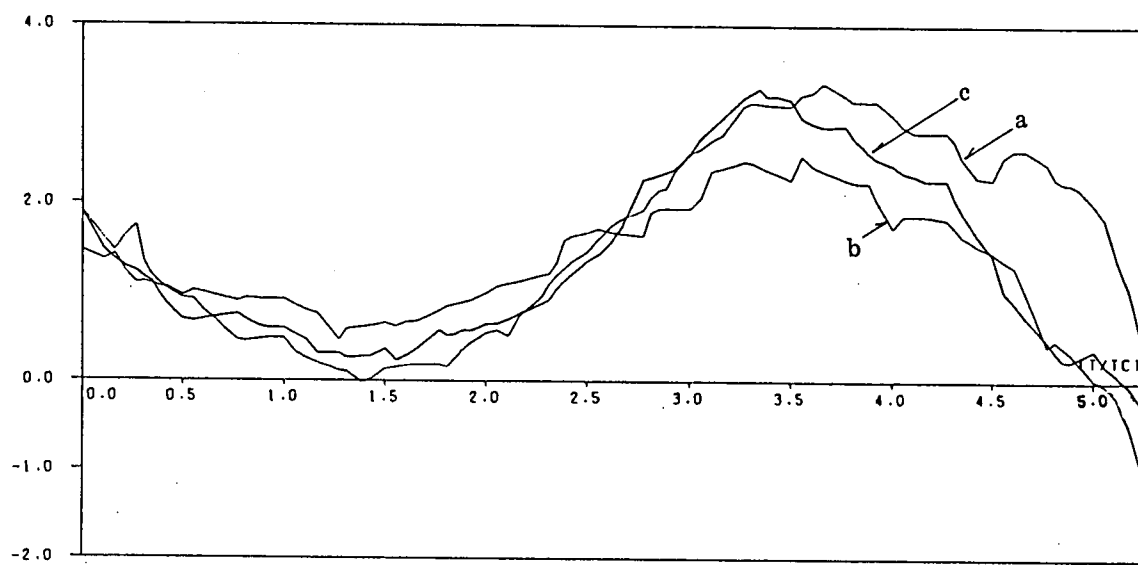


図 5・14 (e)  $k_1 = 0$  , 低速, 100% 負荷

ブラシ接触電圧降下  
(V)

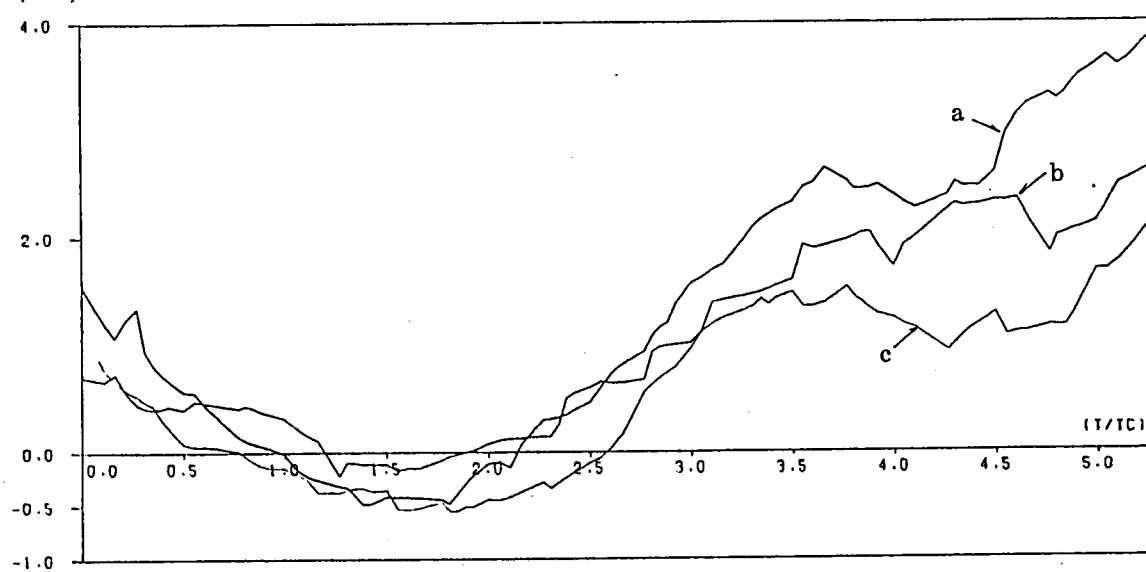


図 5・14 (f)  $k_t = -0.1$ , 低速, 100% 負荷



#### 5.4.2 電機子電流

定格電機子電流の50%, 75%, 100%および200%での計算結果を図5・15に示す。電流変化をみると電流値が小さいほど理想整流に近いことが分かる。また, ブラシ接触電圧降下をみると整流の改善の効果よりもむしろ電流値が小さくなることによる電圧の低下の効果が著しいと考えるべきである。

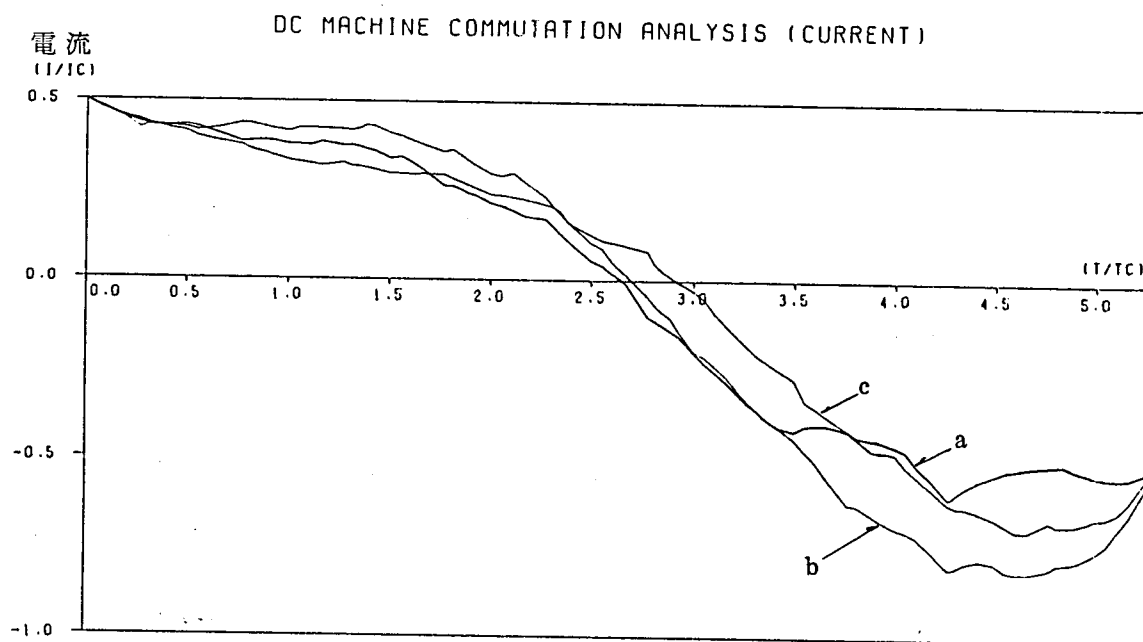


図5・15 (a) 50% 負荷

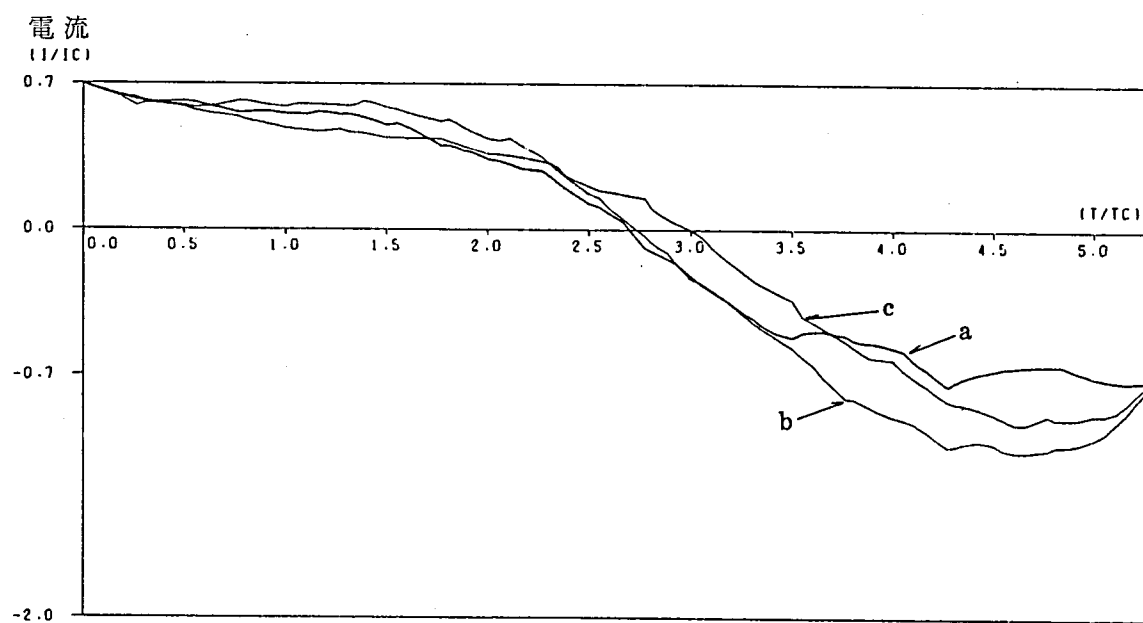


図5・15 (b) 75% 負荷

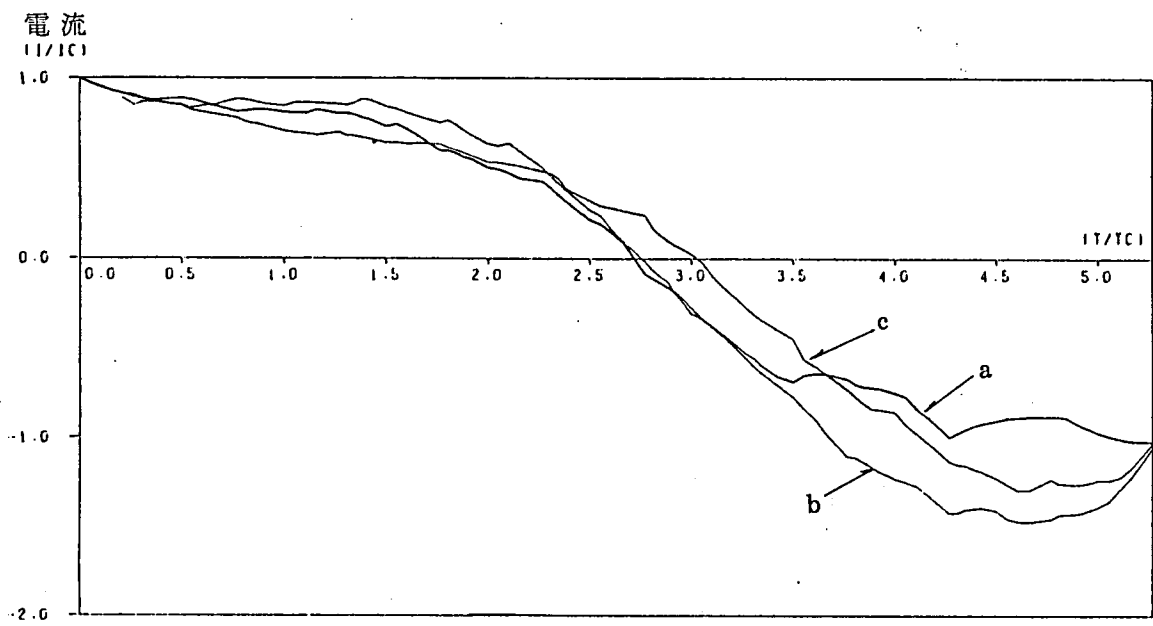


図 5 ・ 15 (c) 100% 負荷

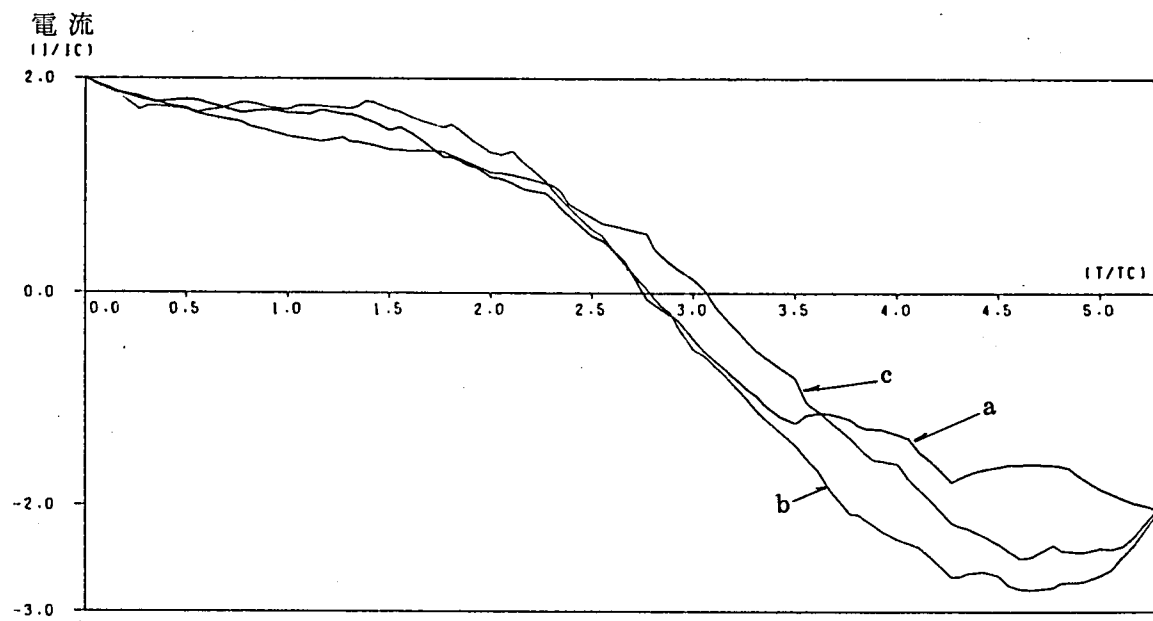


図 5 ・ 15 (d) 200% 負荷

### 5.4.3 回転速度

低速と高速の2つの場合について計算結果を図5・16(a)~(d)に示す。高速になるほど整流性能は極度に低下していることが分かる。本計算結果や図4・4からも分かるように後述の無火花帯の理論解を異る速度について求め、無火花帯の速度依存性を理論的に求めることも可能である。無火花帯の速度依存性を一般化するよりもむしろそれぞれの実機諸元に基づいて求めることが望ましい。

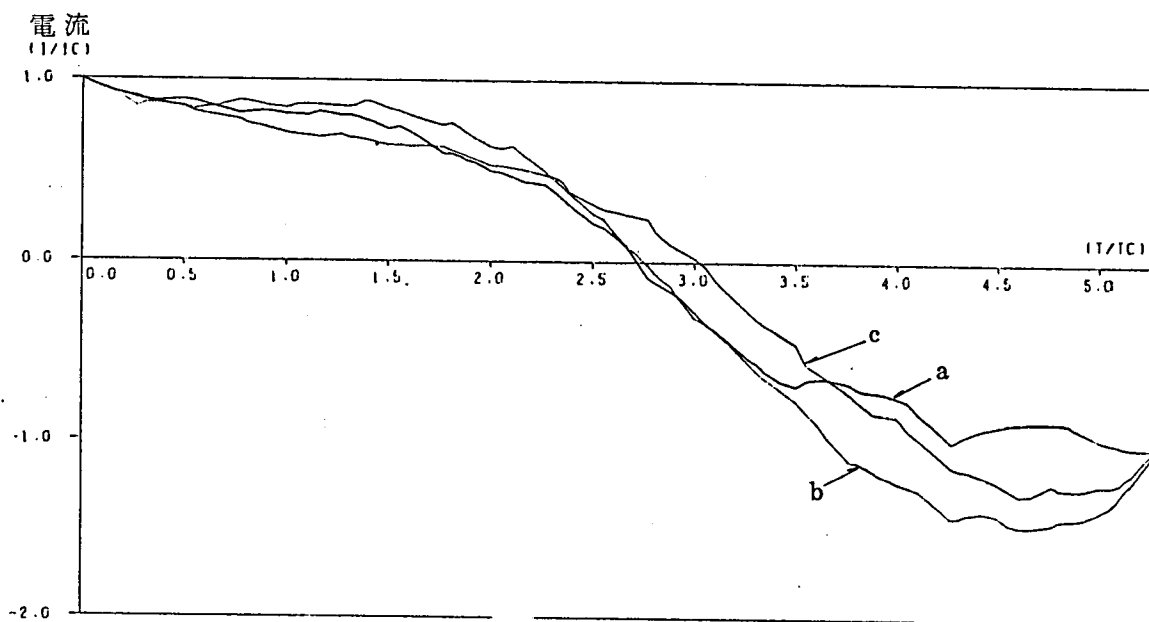


図5・16 (a) 電流, 低速

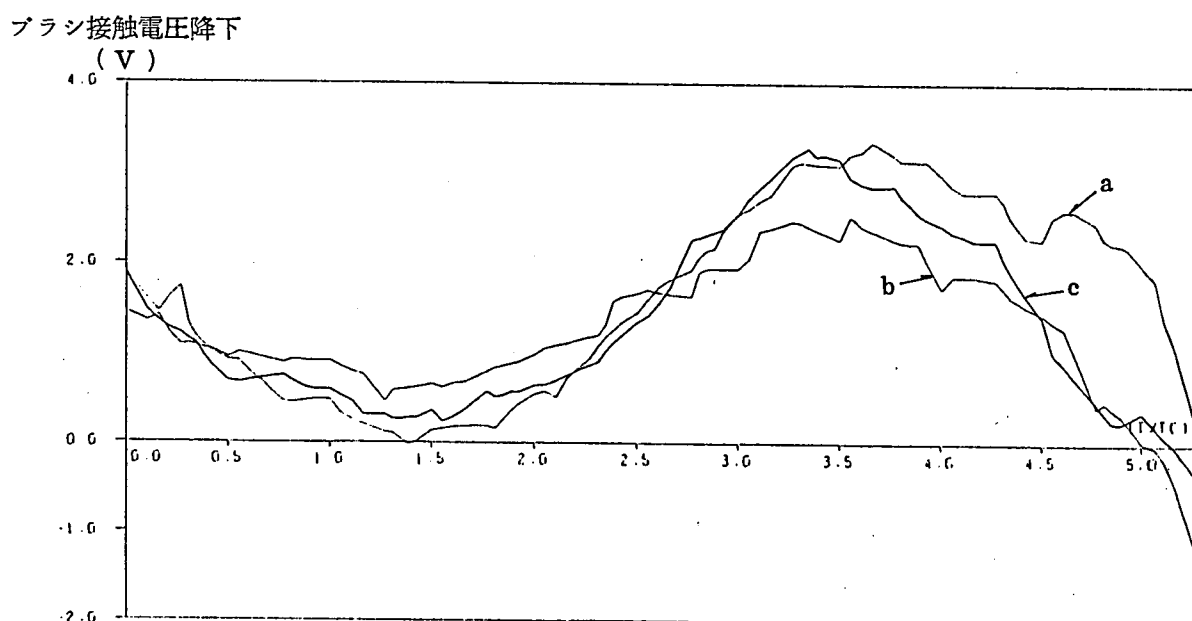


図5・16 (b) ブラシ接触電圧降下, 低速

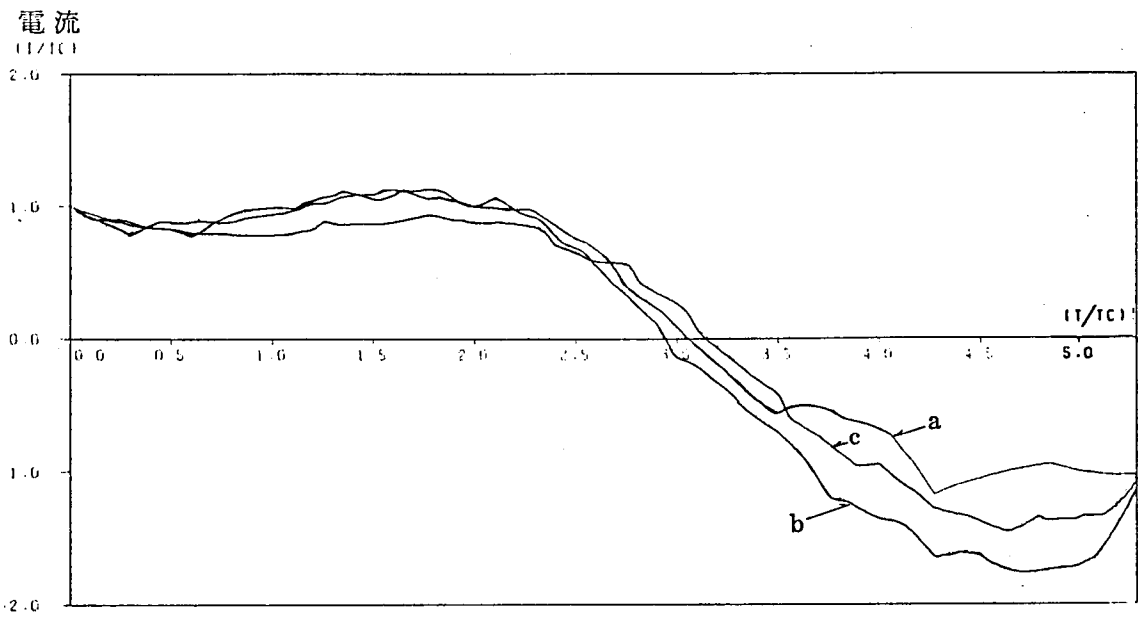


図 5・16 (c) 電流，高速

ブラシ接触電圧降下  
(V)

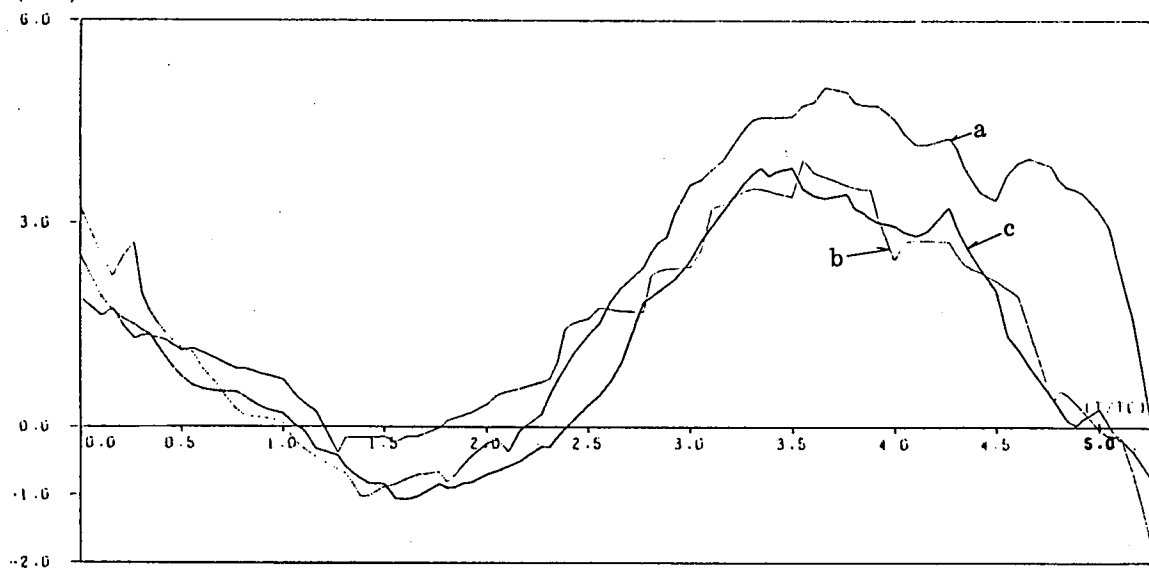


図 5・16 (d) ブラシ接触電圧降下，高速

#### 5.4.4 ブラシ抵抗

ブラシ抵抗を変化させた場合の計算結果を図5・17に示す。ブラシ抵抗は一般にブラシ電流によって変化するものであるが、図中の値はブラシに定格電流を流した場合のブラシの抵抗を示すものである。ブラシ抵抗が大きくなるほど理想整流に近づく。よって接触電圧降下は、ブラシの接触抵抗が増加してもその抵抗の増加ほど大きくならず整流性能は改善される傾向にある。

すなわち、 $R_B = 0.00176$  と  $R_B = 0.00528$  の場合を比較すると、抵抗は3倍であるが、最大接触電圧降下は  $6/3 \div 2$  である。

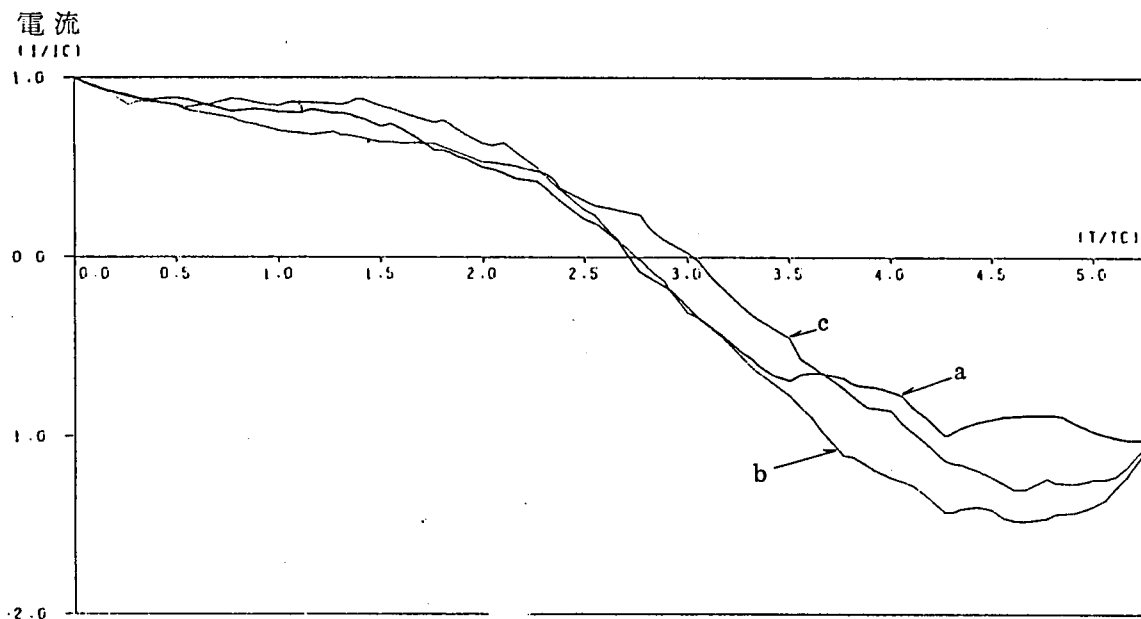


図5・17 (a) 電流,  $R_B = 0.00176$   
ブラシ接触電圧降下  
(V)

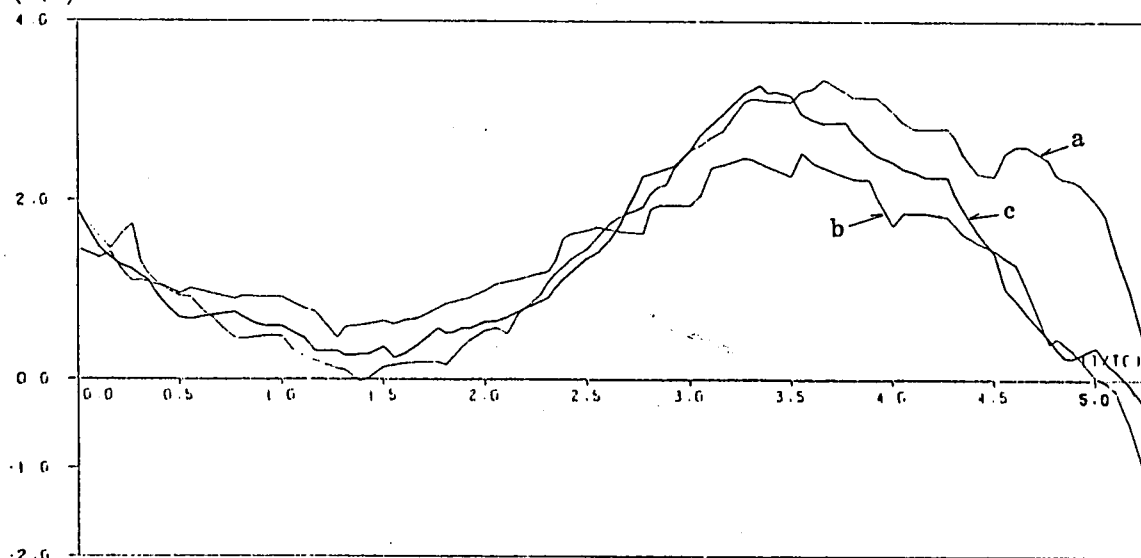


図5・17 (b) ブラシ接触電圧降下,  $R_B = 0.00176$

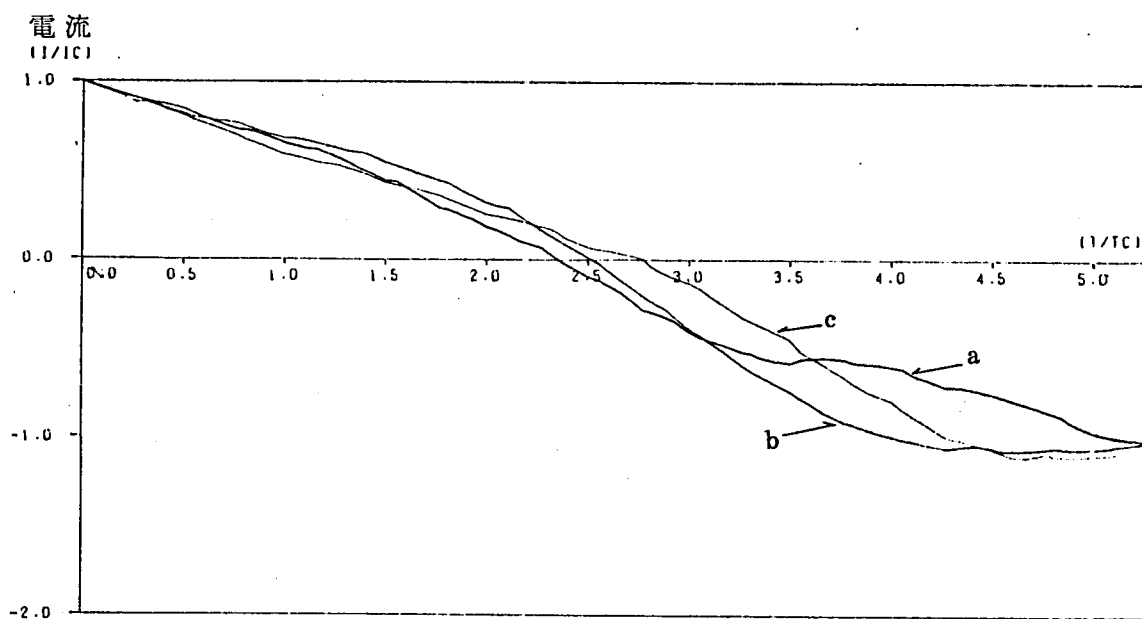


図 5・17 (c) 電流,  $R_B = 0.00528$

ブラシ接触電圧降下  
(V)

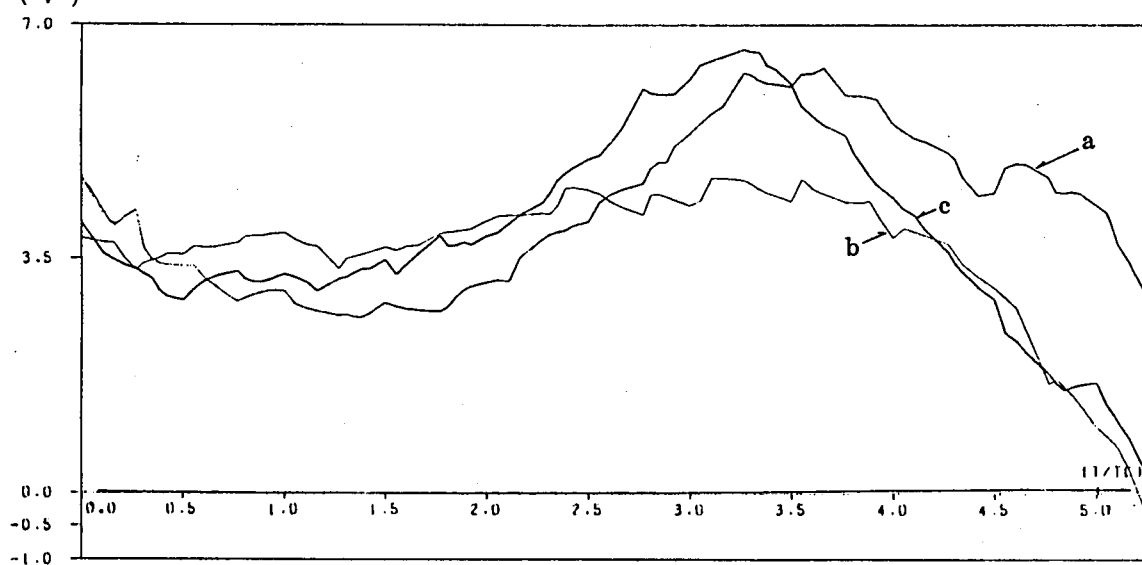


図 5・17 (d) ブラシ接触電圧降下,  $R_B = 0.00528$

## 5.5 結 言

本章では、整流方程式を構成する諸因子についてモデル機の諸元を使って具体的に検討した。その結果次のことが明らかになった。

- (1) 補極の下磁束分布状態について、補極先端の幅や先端の角度と補極空隙の関係が定量化できる。補極先端の角度が  $90^\circ$  に近いものは、空隙を変えると補極下の磁束分布の変化が大きく、そのような補極形状は、整流調整上好ましくない。この事実は、経験上からもよく知られている。また、多くの機械では角度を  $45^\circ \sim 60^\circ$  に設定している理由は、磁束分布の形状がリアクタンス電圧の形状に適合させやすいからである。

さらに、補極空隙を変える場合は、整流磁束分布形状とリアクタンス電圧の分布形状が一致していない場合だけに限定すべきである。

- (2) この結果によって直流機の補極の強さを調整する作業効率を向上できる。
- (3) 補極コイルと補償コイルの A T の配分を変えた場合の影響がわかるようになったので設計の検討上有用である。

整流上からは、補極 A T を補償 A T よりも配分比を高くとる方がよい。

- (4) 各パラメータ（電機子電流や回転速度など）を変えた場合の影響が計算できるので設計や試験調整の検討に有用である。

たとえば補極を強めれば過整流、弱めると不足整流の様子が図上で明確になる。また、電機子電流が低いほど理想的な整流に近くなる状況が見える。回転速度が高くなると整流能力は低下し、たとえば回転速度が 2 倍でブラシ接触電圧降下も約 2 倍になる。また、ブラシ抵抗を 3 倍高くすると、ブラシ接触電圧降下は約 2 倍となり、ブラシ抵抗の増加率よりも低いながらも整流能力は向上する。

## 第6章 高速大容量二重重ね巻直流機の試作

### 6.1 緒 言

直流機の限界出力は、熱的および機械的な制限条件よりも整流条件によって左右されるのが通例であり、1.1に述べたようにその目安として容量 $P$ 〔kW〕と回転速度 $N$ 〔rpm〕の積で示される。従来の目安値は、次の程度であった。<sup>(1)</sup>

一重重ね巻機では  $P N = 1.8 \times 10^6$  〔kW・rpm〕

二重重ね巻機では  $P N = 3.6 \times 10^6$  〔kW・rpm〕

本章では $P N$ 値のこの限界を超えることを高速大容量化と考え、すでに述べた解析検討結果を適用してより高い $P N$ 値が得られる二重重ね巻方式の直流機を設計試作し、その試験結果を解析結果と比較検討した結果について述べる。

### 6.2 高速大容量機に対する二重重ね巻直流機の適用

#### 6.2.1 二重重ね巻直流機の特徴

二重重ね巻巻線は、2組の一重重ね巻巻線を1個の電機子のなかに交互に配置して納めたものである。すなわち、図6.1に示すように1個の整流子において、整流子片はそれぞれ一つおきに、電機子巻線を経由して結ばれている。従って整流子片間電圧が、一重重ね巻の場合の $1/2$ になる。しかし、直流機の限界出力の向上のために、1.1.2に述べたように整流子片間電圧の値を限度値近くまで採用するとすれば、結局一重重ね巻のときの機械の端子電圧の2倍にできる。電流値を同じにすれば、機械の出力を2倍にできることを意味する。6.1に示した二重重ね巻の $P N$ 値が一重重ね巻のその2倍になっているのはこの理由によるものである。

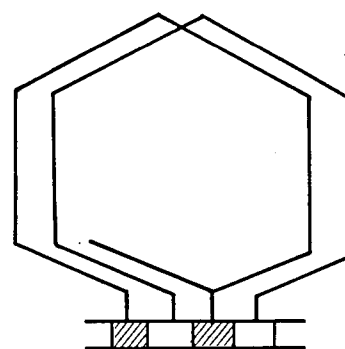


図6.1 二重重ね巻巻線の概念図

ただし、同一体格で出力が2倍になるのではなく、機械の出力係数は不変である。

このように二重重ね巻方式においては、原理的に $P N$ 値として一重重ね巻方式の約2倍を採ることが出来るから、直流機の限界出力を向上するための二重重ね巻方式は、きわめて魅力のある方式である。しかし、実際には次に述べる問題があり、二重重ね巻方式の採用に踏み切るのを控える傾向にあった。



### 6.2.2 二重重ね巻直流機の問題点

二重重ね巻巻線の原理については、古くから知られていたが、実際にはその適用例が少なく、特に実用的な研究発表は乏しい。さらに、その整流についての解析理論も確立していなかった。これは、次の理由によるものと考えられる。

#### (1) 均圧結線

二重重ね巻巻線に必要な均圧結線の正しい解釈とその具体的設計法が未完成であったこと。

#### (2) 整流解析理論が未完成であったこと。

#### (3) 均圧結線の構造設計が複雑で困難なこと。

#### (4) 実施例の不調経験

二重重ね巻を適用した機械の整流不良を経験するものが多く、限界出力の向上に挑戦する自信がなかったこと。

このような状況に対して、二重重ね巻直流機に対する均圧結線について綿密な考察を加え、新しい結線方式を加味することによって二重重ね巻方式を可能とした。

### 6.2.3 二重重ね巻直流機の整流解析

従来、二重重ね巻直流機の整流方程式を導出し、解析することは困難視されていた。これは、次の理由によると考える。

#### (1) 整流子片がブラシの下にあってもすでに、整流を終了した電機子巻線が存在すること。

#### (2) 整流開始時および終了時に、均圧結線が電機子巻線に準じた役割を示すこと。

#### (3) 均圧結線の持つインダクタンスが不明確であること。

そこで、上記の問題を解明するためには第2章に示したような均圧結線を含めた整流方程式について検討する必要がある訳である。この二重重ね巻直流機についての理論は、上記の3項目を十分に考慮することによって確立できたのであって、この理論の実用上の意義は極めて大きいと考えられる。

## 6.3 従来の二重重ね巻機の例

すでに述べた解析結果を考慮して、高速大容量直流機を設計試作した。

従来の高速大容量直流機の記録機は、一重重ね巻方式による1500kW 1800rpmで、 $PN = 2.7 \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{rpm}$ であった。<sup>(31)</sup> これに対して筆者は技術的に困難視されていた二重重ね巻方式を採用し、<sup>(2), (32)</sup> 記録の更新を試みた。直流機の限界出力については、古くからの研究成果<sup>(2), (32)</sup>があるが、本試作機はPN値に関する世界記録機である。

表 6.1 に限界出力に近い直流機の例を示す。

表 6.1 限界出力に近い直流機の例

製造社名	製作年	出 力 〔kW〕	回 転 速 度 〔rpm〕	M 値 (註) 10 <sup>6</sup> kW・rpm	電 機 子 巻線方式	備 考
三菱電機	1968	2250 (目標3000)	1800	4.05 (5.4)	二重重ね巻	本試作機
	1959	1500	1800	2.7	一重重ね巻	
	1967	5750	175/350	4.02	〃	
A	1958	3000	500/750	3.4	二重重ね巻	
B	1967	4000	1000	4.0	〃	
C	1964	1800	600/1200	4.32	〃	
D	不明	2500	300/750	4.7	〃	
E	不明	3550	590/470	2.64	〃	
F	不明	4000	485/400	2.35	一重重ね巻	
G	1961	4500	125/312	3.5	不 明	

(註) M 値 = kW・最高回転速度・(最高回転速度/基底回転速度)

過負荷耐量・温度上昇限度などの諸条件を考慮しなければ正しい比較にはならないが、試作した 2250 kW (目標定格 3000 kW) 機は、画期的な記録品であることがわかる。ちなみに、内外で製作された二重重ね巻の実施例を表 6.2 に示す。二重重ね巻は、欧州メーカーが時々使用しているが、米国・英国では非常に少ない。

表 6.2 二重重ね巻実施例

(a) 三菱電機

容 量 (kW)	電 圧 (V)	電 流 (A)	回 転 速 度 (rpm)	極 数	u	スロット数	備 考
4100	750	5470	428	14	3	217	
2500	750	3340	514	10	3	235	
2250	750	3200	1800	8	2	160	本試作機
2250	750	3180	710	10	3	195	
1500	500	3260	500/1000	8	3	132	
950	375	2700	300/635	6	3	105	
750	440	1570	900/1800	6	3	105	
400	250	1600	1180	4	3	54	
300	60	5000	720	10	1	225	
300	220	1364	1180	4	3	58	

(b) 外国の例

容 量 (kW)	電 圧 (V)	電 流 (A)	回 転 速 度 (rpm)	極 数	u	スロット数	備 考
1000	250	4000	750	8	2	128	ソ 連 Markow氏
2000	500	4000	750	8	2	104	東 独 Drescher氏
2500	230	10870	500	18	不 明	不 明	独 Richter氏
2730	725	3800	600	12	〃	〃	独 Punga氏
1195	525	2485	1145	10	〃	〃	スイス Oerlikon社

## 6.4 試作機の仕様と設計内容

### 6.4.1 仕様

試作機の仕様を表 6.3 に示す。

表 6.3 試作機の仕様

2250 kW 連続公称定格 (設計目標 3000 kW)
750 V, 1800 rpm, 過負荷耐量 150 % 1 分間
開放保護形, 他力通風, 強制給油式すべり軸受形,
F 種絶縁, 温度上昇限度 85 °C, 過速度試験耐力 125 % 1 分間

本仕様に対して二重重ね巻を採用するに際して、従来の実績を吟味し綿密な設計を行った。本機の特徴は、Punga 結線と称される第三種均圧結線を持つ対称二重重ね巻の電機子巻線方式にある。

細部の設計定数は、Punga 結線の採用という試みを実現するために無理のない値を採用している。その概要を前述の記録機 (1500 kW 1800 rpm) と比較して表 6-4 に示す。

### 6.4.2 Punga 結線の検討

整流子片間電圧を低くし、巻線の辺あたりの電流を減らすために、二重重ね巻が使用されるが、極数、スロット数、スロット内の巻線の辺の数 ( $u$ ) の組合せに種々の巻線条件がある。二重重ね巻方式は一般的に広く採用されている方式ではなく特殊な機械に限られており、教科書・参考書等にも実例について詳述されているものは少ない。ここでは  $P$ 、 $N_s$ 、 $u$ 、 $N_k$  の選定の根拠を含めて論述する。

#### (1) 二重重ね巻の巻線条件

巻線条件として次の三つが考えられる。

- (i) 1 回帰非対称巻線
- (ii) 2 回帰非対称巻線
- (iii) 2 回帰対称巻線

なお、

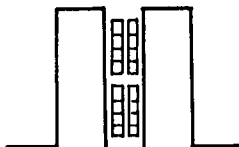
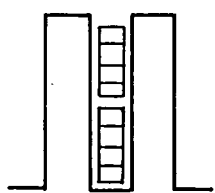
$N_s$  = スロット数,  $u$  = スロット内のコイル辺の数

$N_k$  = 整流子片数 =  $u N_s$

$2 N_k / P$  = 奇数,  $P/2$  = 奇数,  $u$  = 奇数,  $N_s$  = 奇数

表 6.4 本試作機と旧記録機の設計定数比較

( )内は目標出力に対する値を示す。

	本 試 作 機	旧 記 録 機
出 力 kW	2 2 5 0 ( 目 標 3 0 0 0 )	1 5 0 0
回転速度 rpm	1 8 0 0	1 8 0 0
電 圧 V	7 5 0	6 0 0
電 流 A	3 2 0 0 ( 4 3 0 0 )	2 5 2 0
極 数	8	6
電 機 子 巻 線 方 式	二重重ね巻	一重重ね巻
電 機 子 ス ロ ッ ト 数	1 6 0	1 6 5
整 流 子 片 数	3 2 0	1 6 5
電 気 装 荷 A C / cm	4 0 8 ( 5 4 8 )	5 1 6
整流子片間電圧 V ( 平均 )	1 8.7 5	2 1.8
リアクタンス電圧 V ( 略算 )	9.8 ( 1 3.1 )	1 2.4
電 機 子 ス ロ ッ ト の 断 面	 <p>u = 2</p>	 <p>u = 1</p>

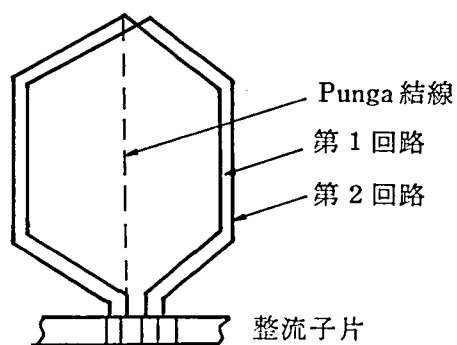


図 6.2 Punga 結線

$$2N_k/P = \text{奇数}, \quad P/2 = \text{偶数}, \quad u = \text{奇数}$$

$$2N_k/P = \text{偶数}, \quad P/2 = \text{任意}$$

図 6.2 のように Punga 結線で、第 1 回路と第 2 回路の電位を合わせる必要がある。(整流子側と反整流子側の巻線の端を結ぶ均圧結線を Punga 結線と称する。)  $N_s/P = \text{整数}$

$$\left. \begin{array}{l} \text{巻線ピッチ } y_1 = \frac{N_k}{P} + 1 \\ \text{(整流子片表示) } y_2 = \frac{N_k}{P} - 1 \end{array} \right\} \text{階段巻}$$

とすること。後述のように  $\frac{2N_s}{P}$  が偶数と奇数とでは Punga 結線の数が違う。

最も大切なことは巻線のバランスであり、完全対称の第 3 の条件に適合するようにスロット数その他を決定した。Punga 結線の各単長をできるだけ同じになるようにし、しかも周波数によってインピーダンスの変化が少なくなるよう小断面積の線の集合とし、非磁性体支持とするなど細心の注意を払った。

Punga 結線検討上の要点は、電圧ベクトル図を書き、同電位・同位相の点を Punga 結線で結ぶことであり、これを怠ると Punga 結線の焼損となり、手痛い失敗となるわけである。そこで、この点に対しては、電機子巻線の基本設計に際して、文献(33)および(34)の作図法に従って、電圧ベクトル図を作成して検討した。

$P=8$ ,  $u=2$  の場合に次の表 6.5 に示すような 2 つの案を考えたが、案Ⅰの  $N_s=172$  では、Punga 結線を全整流子片につけることができないので、案Ⅱの  $N_s=160$  を採用することにした。

表 6.5 スロット数の検討案

案	$N_s$	$2N_s/P$	$N_s/P$	$N_k$	$2N_k/P$
Ⅰ	172	43	21.5	344	86
Ⅱ	160	40	20	320	80

案Ⅱならば Punga 結線を全整流子片につけることができることが分った。

上記案Ⅰ, Ⅱについて検討するため、電圧ベクトル図を書いてみることになるが、作図を簡単にするため  $P$ ,  $N_s$  を小さい数に選んでみる。 $P=4$  すなわち 4 極機,  $u=2$  として、次のように比較した。

	$N_s$	$2N_s/P$	$N_s/P$	$N_k$	$2N_k/P$	$N_k/P$
案Ⅰ'	14	7	3.5	28	14	7
案Ⅱ'	12	6	3	24	12	6

$$\alpha' = \alpha = \frac{t}{N_s} 360^\circ \quad \begin{array}{l} \text{案 I}' \quad \alpha = 51.5^\circ \\ \text{案 II}' \quad \alpha = 60^\circ \end{array}$$

ここで、 $t$  は  $N_s$  と  $\frac{P}{2}$  との最大公約数、上記の場合  $t = 2$  である。

図 6. 3 は  $\frac{2N_s}{P} = \text{奇数}$ 、図 6. 4 は  $\frac{2N_s}{P} = \text{偶数}$  の場合を示す。本試作機では 図 6. 4 の  $\frac{N_s}{P} = \text{整数}$  の完全均圧方式を採用した。その理由は、図 6. 4 (a) で整流子片③は、反整流子側の接点  $3'$  と同電位、同位相で均圧結線  $a$  でつなぐことができるからである。図 6. 3 (c) では③はスロット

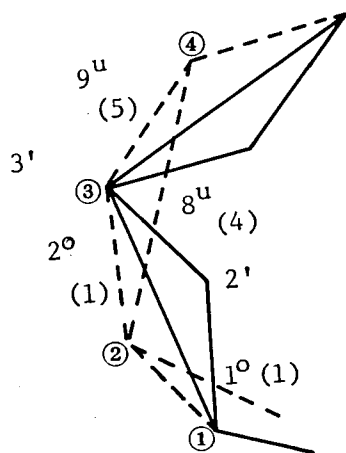


図 6. 3 (c) の部分拡大図

ト #1 の巻線辺 2 の上口  $2^0$  とスロット #5 の巻線辺 9 の下口  $9^u$  との交点、すなわち  $3'$  と合致する。

しかし、整流子片②は  $1^0$  と  $8^u$  との中間の接続点  $2'$  とは合致しない。②と  $2'$  とを結んではいけない。

図 6. 4 (c) ではこの関係はうまく行き、  
②,  $2'$ ; ③,  $3'$ ; ……すべて合致する。

註 : — 段階巻にしないと二重重ね巻は、一重重ね巻の並列結線になる。(Sequenz氏によるとこれを Degenerierte Zweifach Wicklung という。) 図 6. 3 に準じてこれを示すと 図 6. 5 となる。

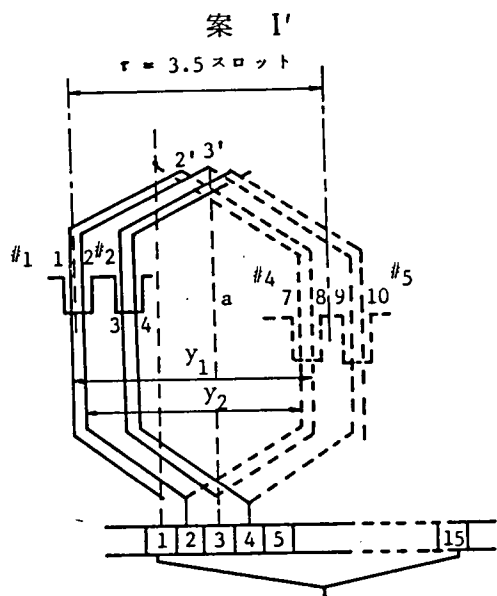


図 6. 3 (a)

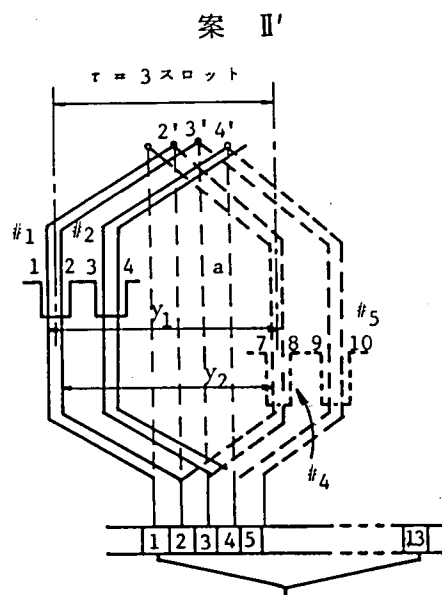


図 6. 4 (a)

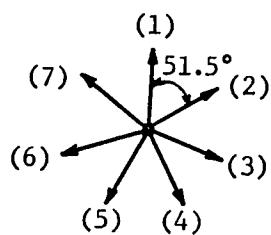


図 6. 3 (b)

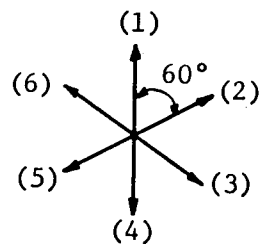


図 6. 4 (b)

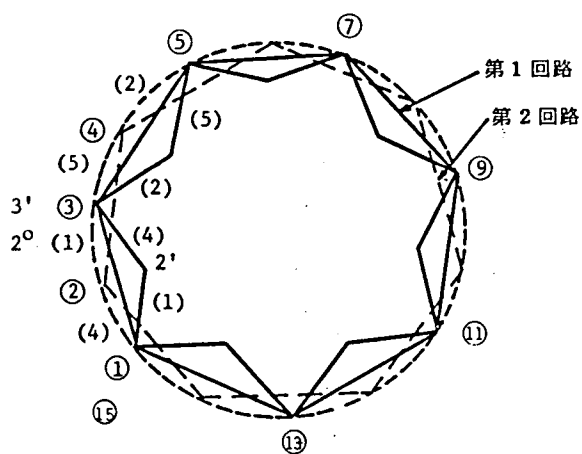


図 6. 3 (c)

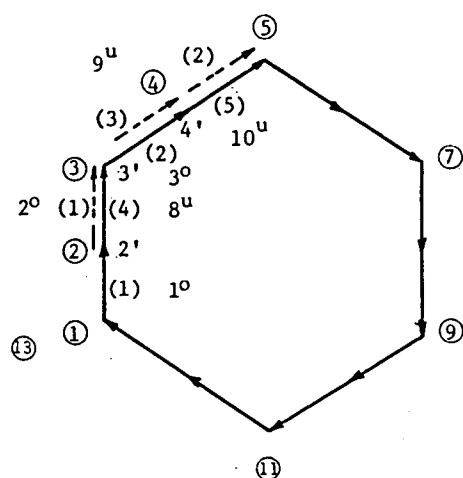


図 6. 4 (c)

註 ( ) 内はスロット番号を示す。

○ 内は整流子片番号を示す。

凡例  $2^0$  : コイル辺 2 の上口 ( ober )

$9^u$  : コイル辺 9 の下口 ( unter )



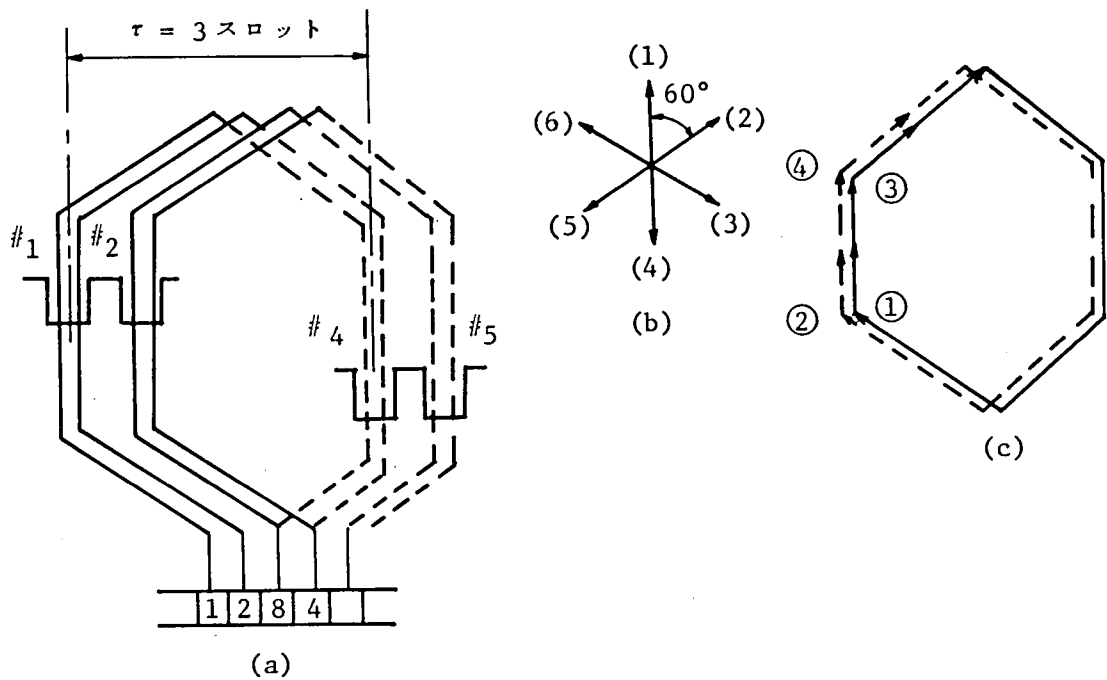


図 6.5 段階巻でない二重重ね巻

この場合は、①と②、③と④、……とが一致しており、整流子片を単に2分割し電機子巻線も二つに分けてつないだものであり、一重重ね巻と同じである。

#### 6.4.3 構造設計内容

高速機として強大な遠心力に耐えるように回転子各部の構造には厳密な検討を加えてある。図 6.6 ～ 6.8 はそれぞれ本機の外形図、組立図、部分断面図を示す。最も重要なものは、Punga 結線であり、すぐれた工作技術により製作された。その他の設計内容は、既設計の 1500 kW 1800 rpm の直流機の内容に準じ、要点は下記のとおりである。図 6.9 ～ 6.11 は、それぞれ、外觀、電機子、Punga 結線を示す。

##### (1) Punga 結線の固定

最高 3000 kg の遠心力に耐えること、しかもインダクタンスを低くするために図 6-7 のように電機子鉄心と軸との間の空間に固定して通風冷却の通路をも阻害しないように工夫した。固定材には、非磁性で軽くて強い超ジュラルミンを使用した。

##### (2) 大形のフルフロート形シュリンクリング式整流子

今までの経験を超える直径と長さの整流子で材質、締代に留意した。

##### (3) 一円抜きの電機子鉄心材料

標準外の 1050 mm の広幅の鉄心材料を特別に製作して、セクター式にならぬようにした。なお、国内の電磁鋼板の最大幅は 1150 mm であった。

##### (4) 高速軸受メタル、ベデスタルを新設計にした。

ホワイトメタルの肉厚をとくに薄くし、将来の遠心鋳造法のモデルとした。軸受の温度上

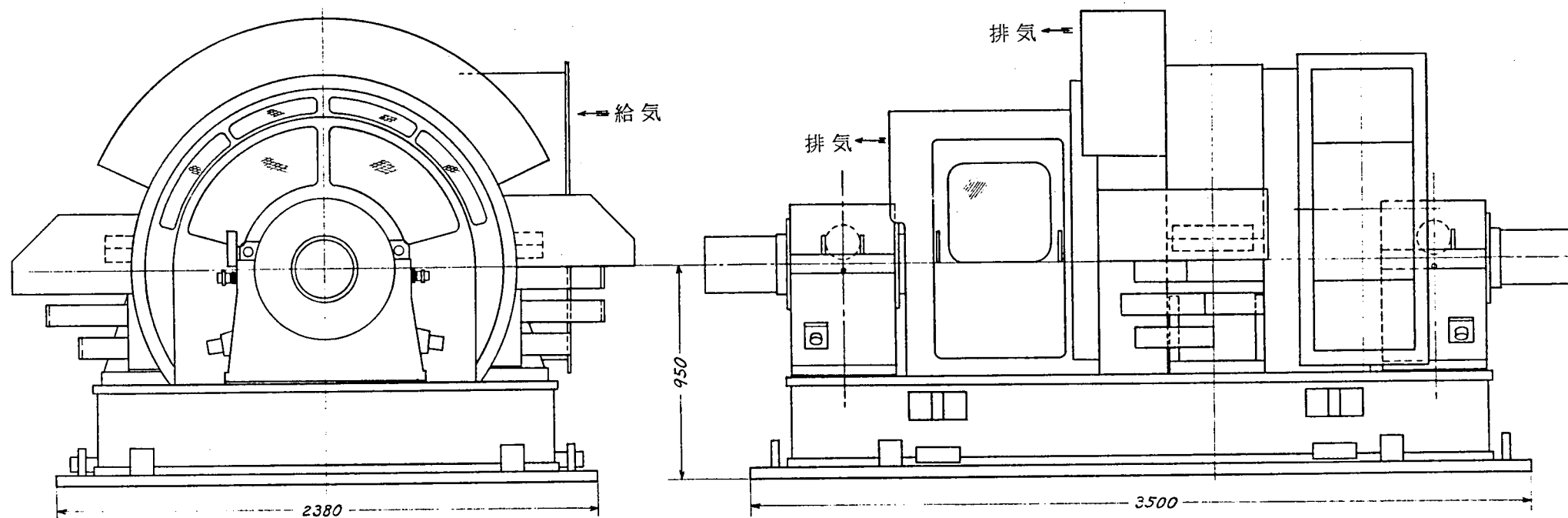


图 6.6 外形图

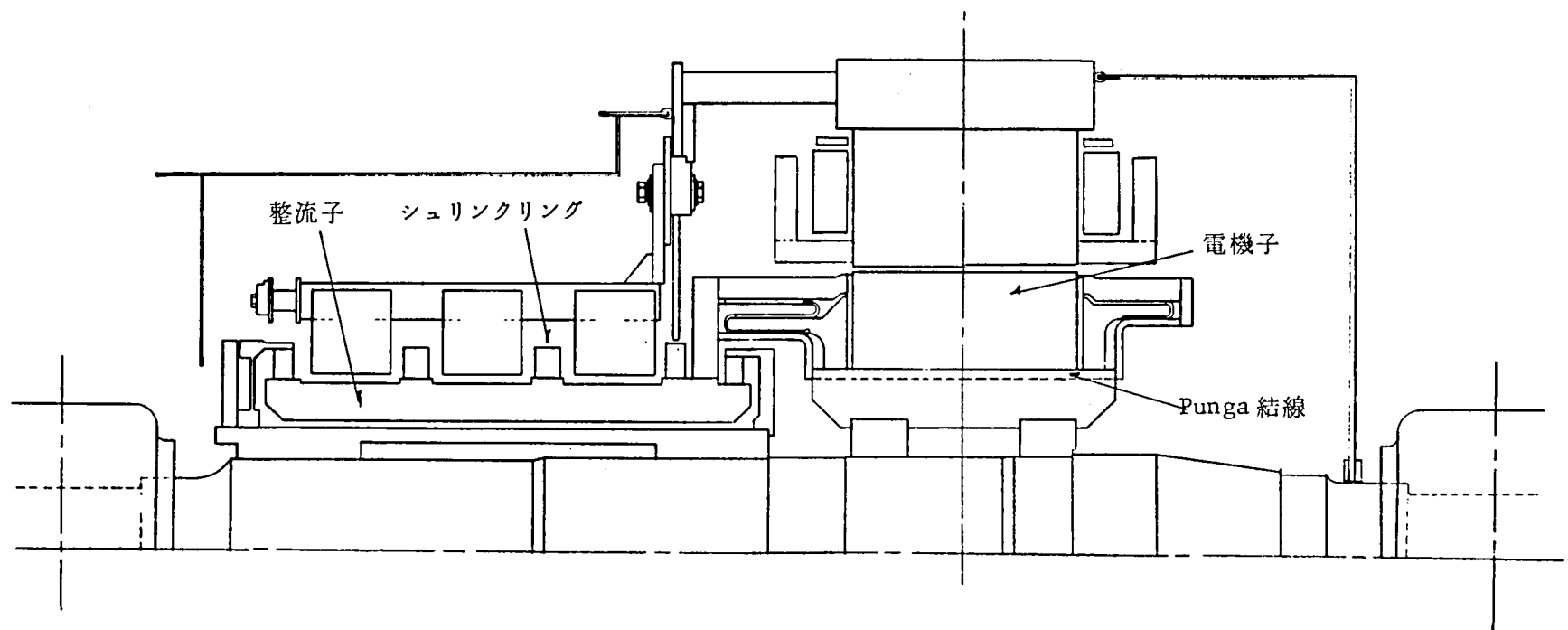


図 6.7 組立図

昇についても研究試験を行った。なお、中・低速運転のことを考えてオイルリングも併用してみたが、オイルリングの作用が強く、軸受キャップの上の点検蓋の空気孔から油洩れが多少目立った程度であった。

(5) 軸の設計 — 危険速度 — 軸受スパン

約7000kWのトルクを負担出来る軸で、しかも Punga 結線のための空間と危険速度等の関係と軸受ジャーナル直径の限度との間の妥協点を見出した。

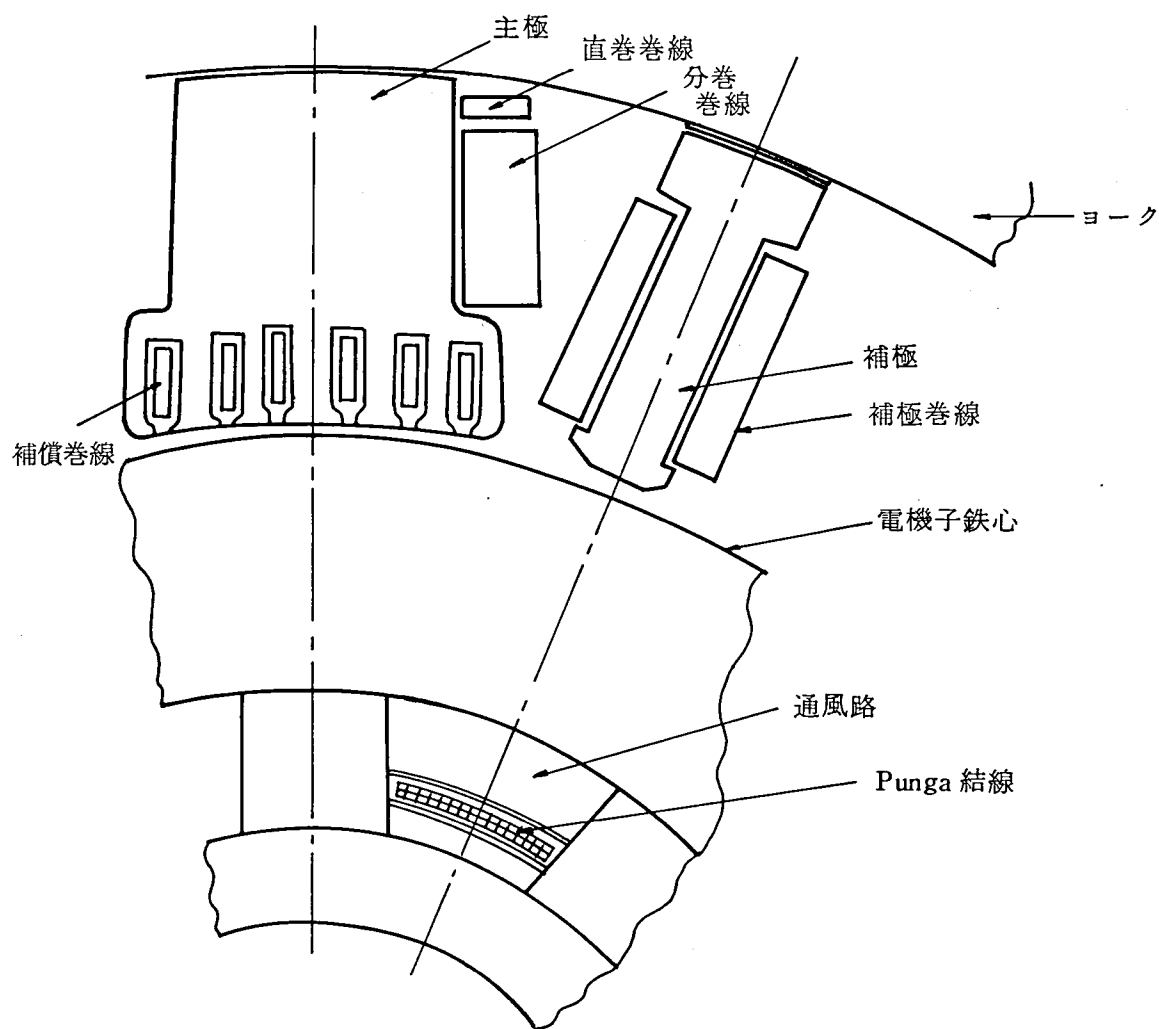


図 6.8 部分断面図

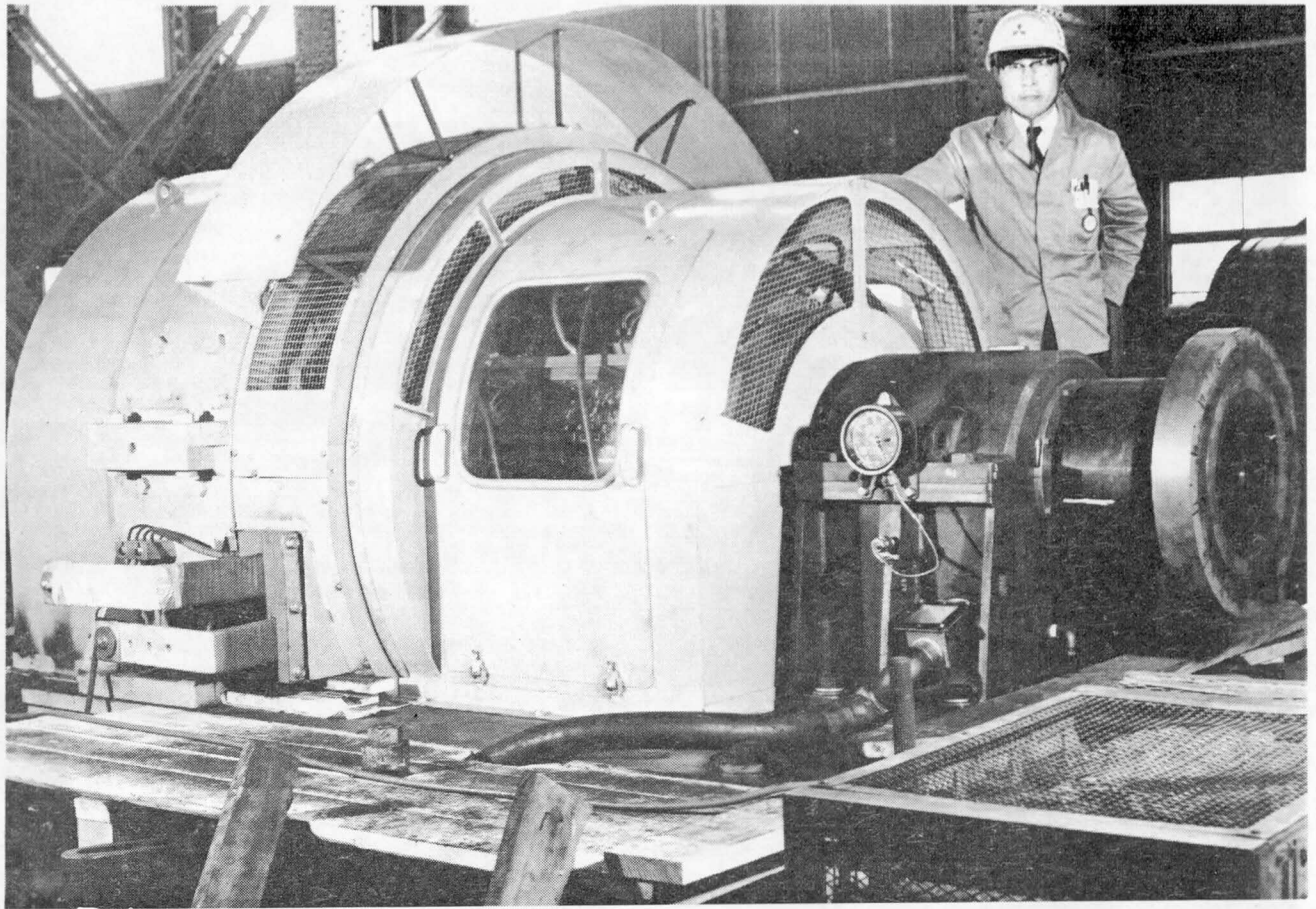


図 6.9 外 観

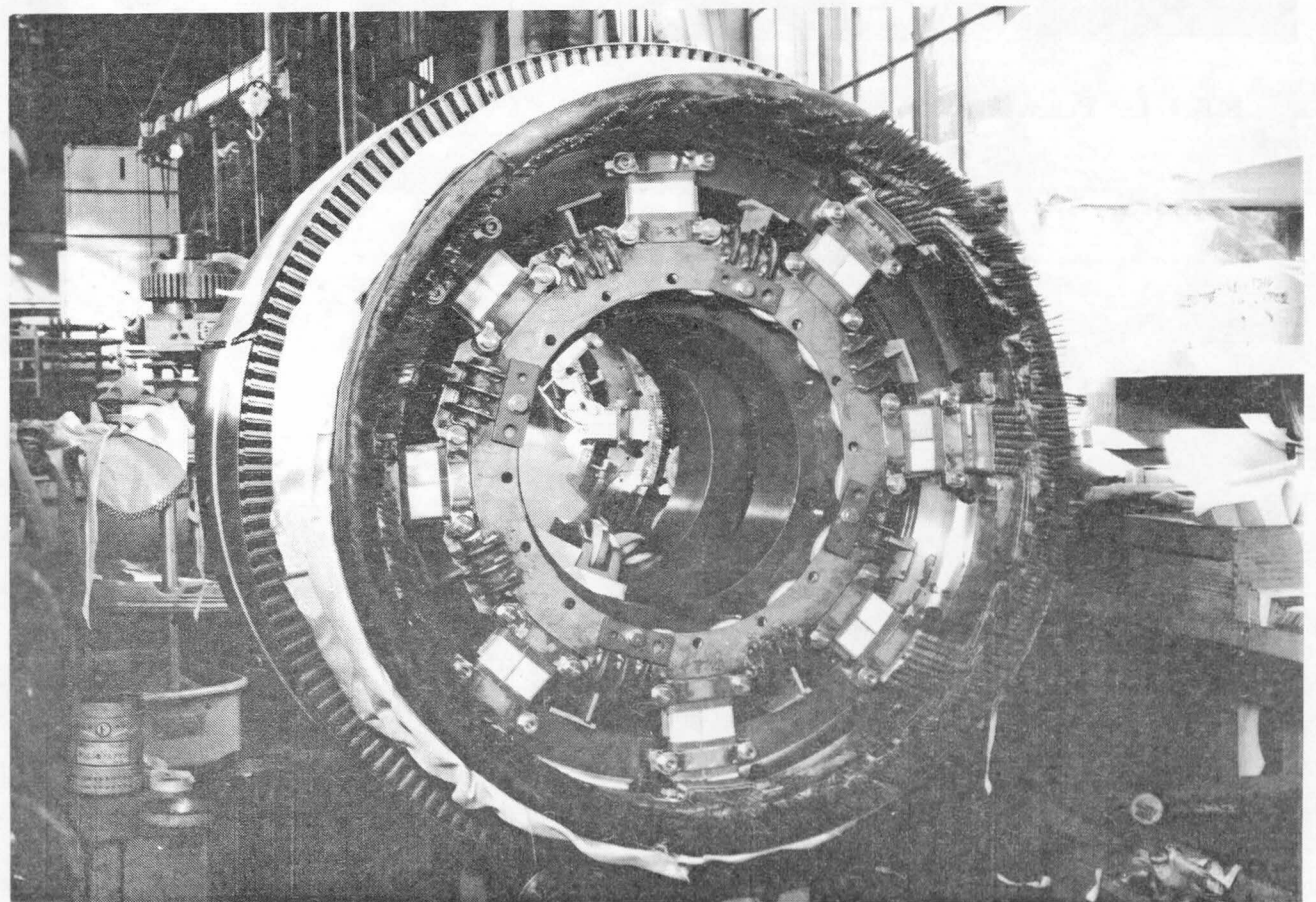


図 6.10 電機子 ( Punga 結線取付後 )

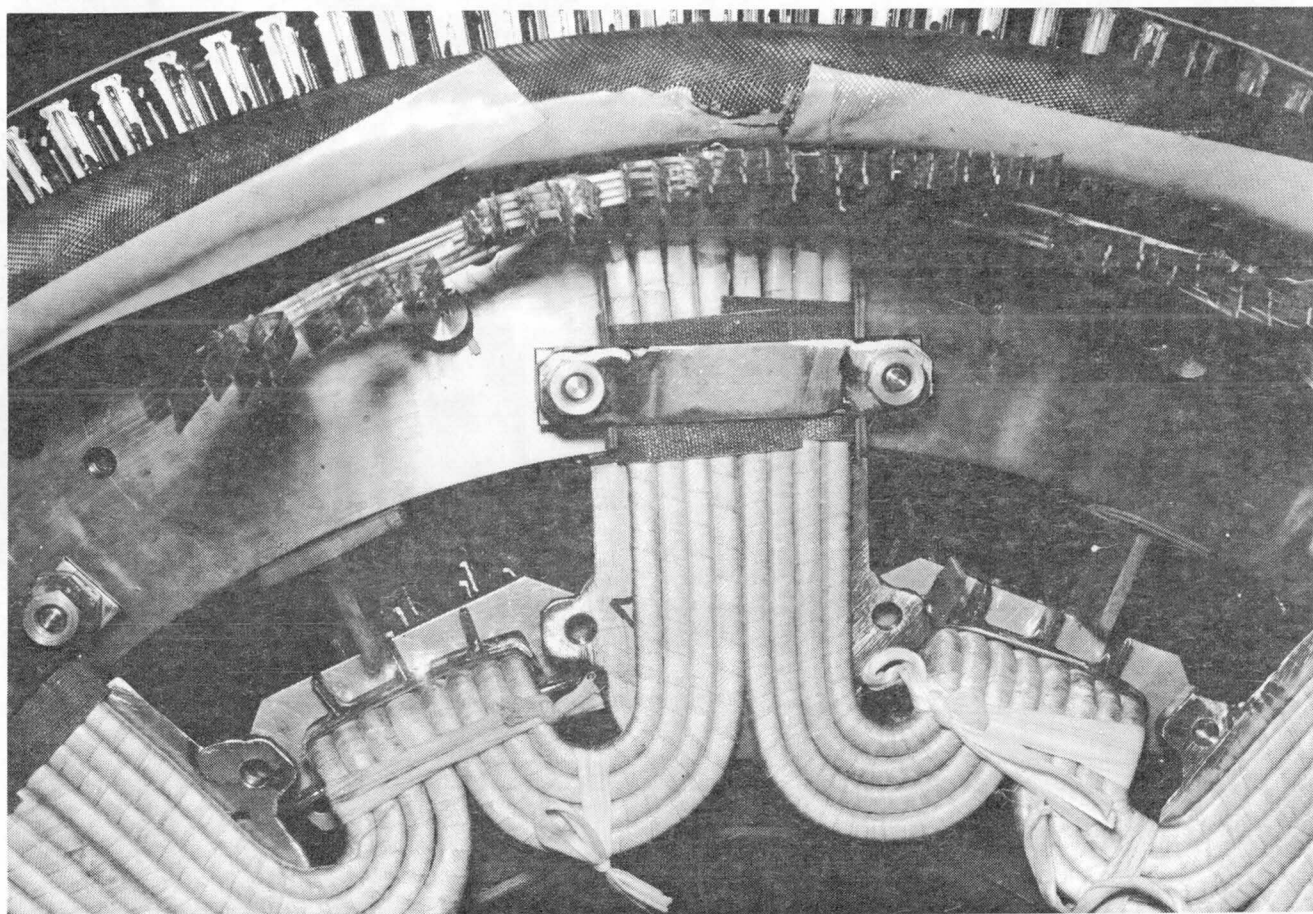


図 6.1 1 Punga 結線の取付状態 ( 固定前 )

#### (6) 電機子バインド

信頼度と作業性から電機子巻線端部の外周には、非磁性綱線を均圧結線関係等の内部の絶縁などにはガラスエポキシ樹脂系バインドテープを採用した。

#### (7) 各部の材質の検討

漏れインダクタンスを抑えるために巻線支持リング，ダクトピース，Punga結線の支持物等の材料は非磁性とした。

### 6.5 試作機の試験結果と評価

設計者と試験者とが十分打合せして試験要領書を作成し，無駄のない試験プログラムを組んだ結果，バランス作業終了後，すなわち試験係員の手に渡ってから実働約9日間で実力3000kWの整流確認試験および温度上昇試験データを得た。下記に代表的な試験データおよび解析結果との比較を述べる。

#### 6.5.1 整 流

整流性能の試験法として代表的な無火花帯について，試験と計算の結果を図6.12に示す。この図から本機は，目標定格3000kWに対して良好な整流能力をもち，解析理論の妥当性を実証していることが分る。

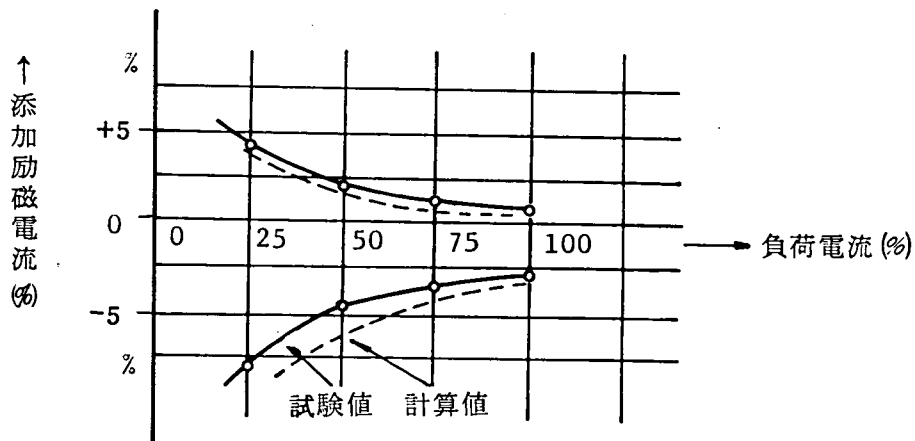


図 6.1 2 無火花帯

一方，このような整流性能をもつ本機の補極下周辺の磁束分布を前章の解析理論に従って計算した結果は，図 6.1 3 のとおりであり，本機の補極先端幅が広く，従って補極下の整流磁束分布が平坦になっていることが特徴的であることを示す。

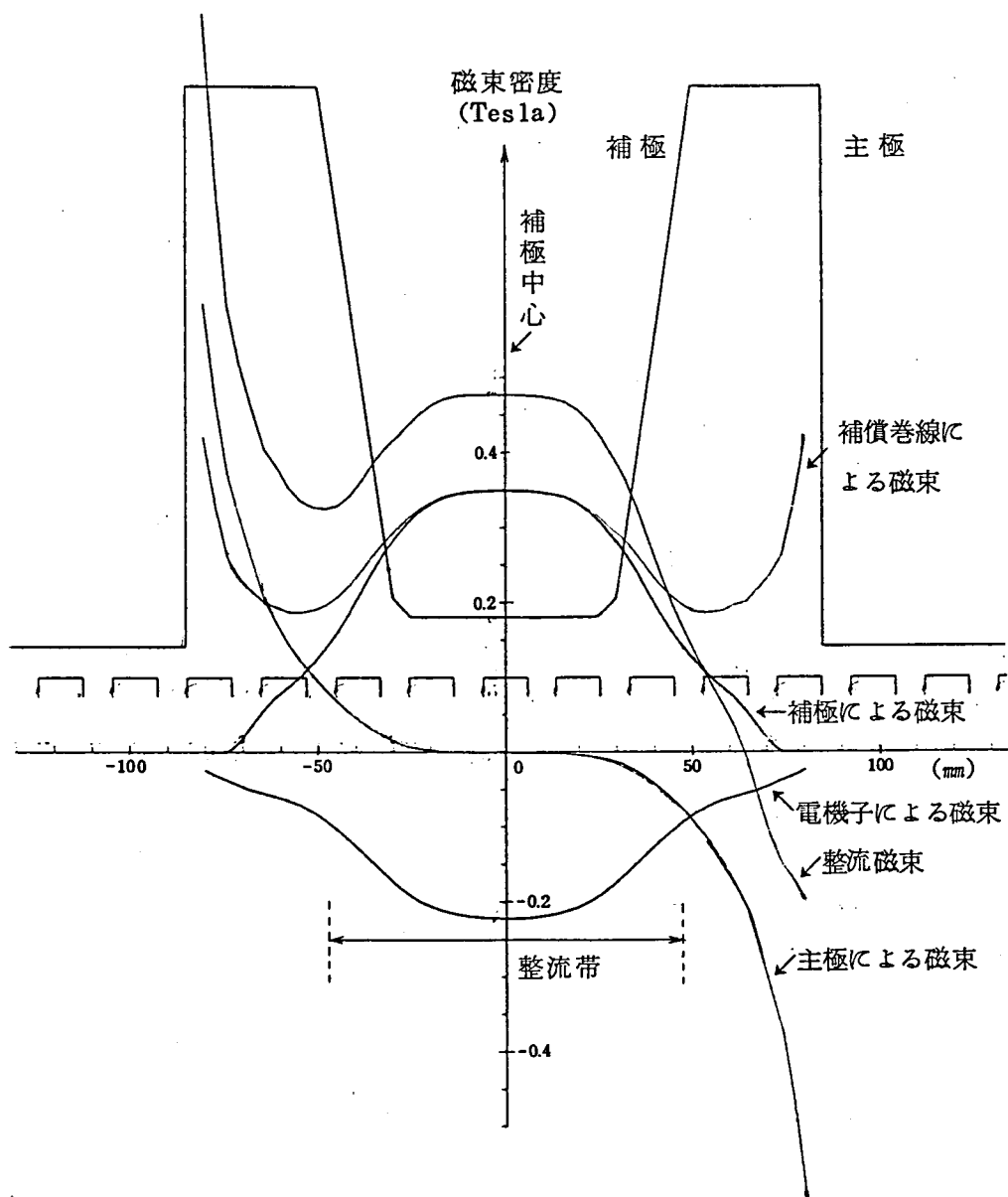


図 6.1 3 磁束分布



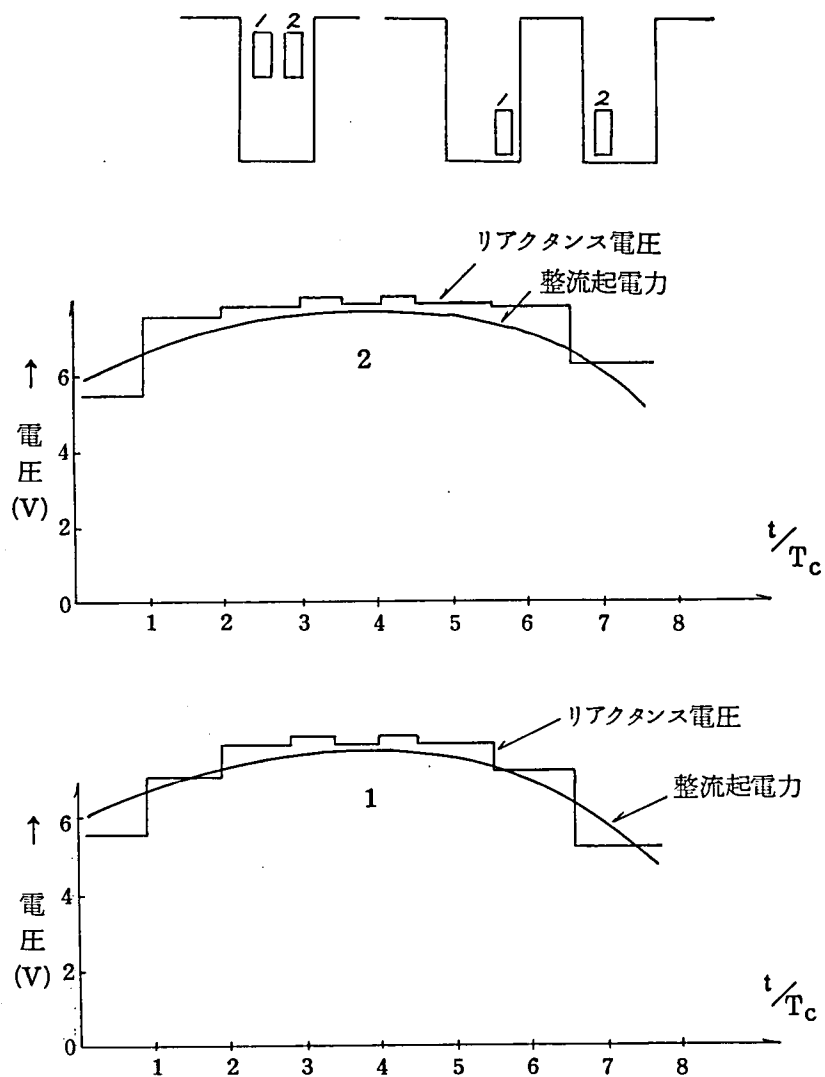
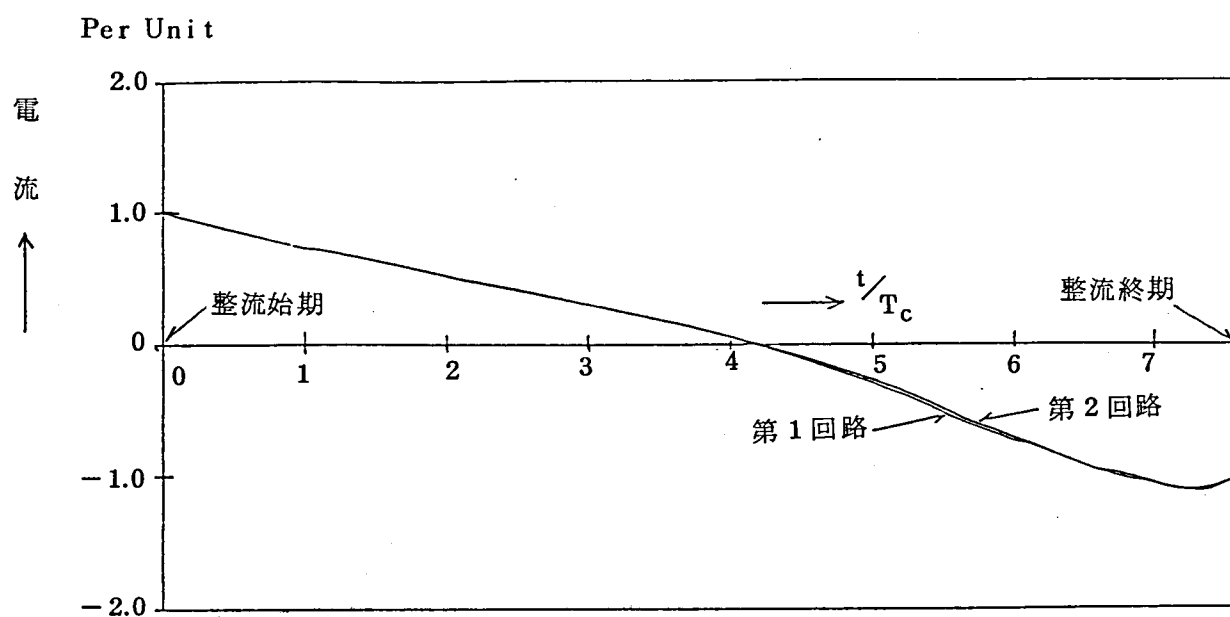


図 6.1 4 リアクタンス電圧と整流起電力

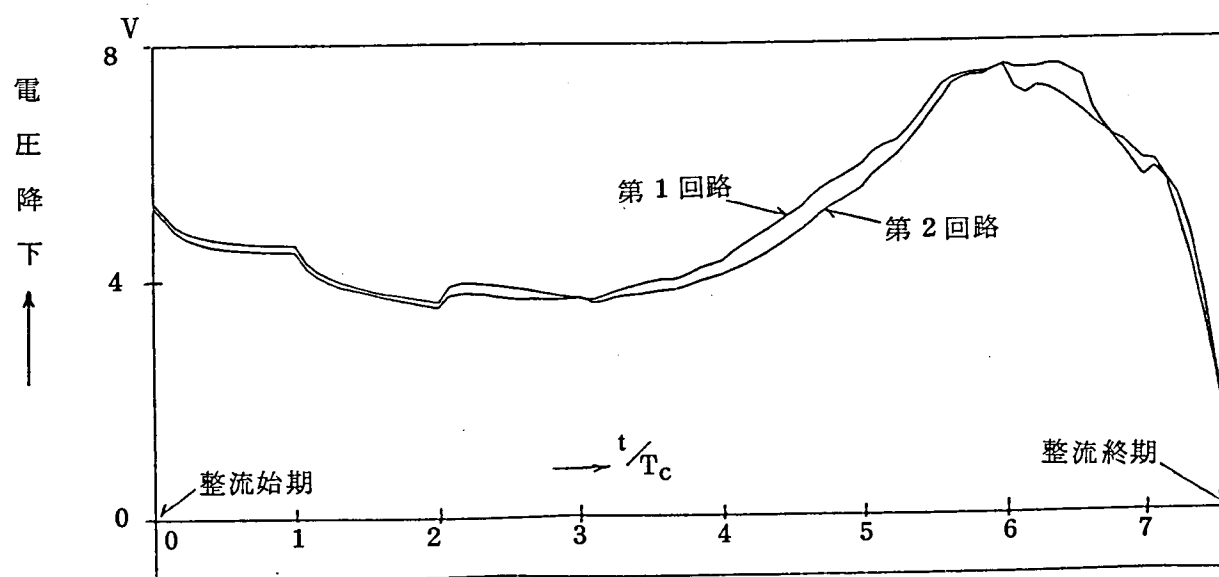
図 6.1 4 は、本機のリアクタンス電圧と整流起電力の計算結果である。巻線 1 と巻線 2 のリアクタンス電圧と整流起電力の形状が類似しているから、巻線 1 と巻線 2 の整流条件が似ていること、すなわち与える整流磁束がほぼ同様なものでよいことが分かる。これは、整流設計上有利なことであり、前述のように本機の整流性能が高いことの証拠を物語っているものである。

また、二重重ね巻では階段巻巻線にしてリアクタンス電圧の分布を平坦にすることは、補極先端幅を広くすることを要求していることであり、二重重ね巻の場合の補極形状の設計指針の要諦が明らかになった。

また、本機の電流変化とブラシ接触電圧降下の状況を第 5 章と同様にして計算した結果は、図 6.15 に示すように第 1 回路と第 2 回路のそれぞれの変化が非常によく一致しており、本機の整流能力が高いことが分る。



(a) 電 流



(b) ブラシ接触電圧降下

図 6.15 電流とブラシ接触電圧降下

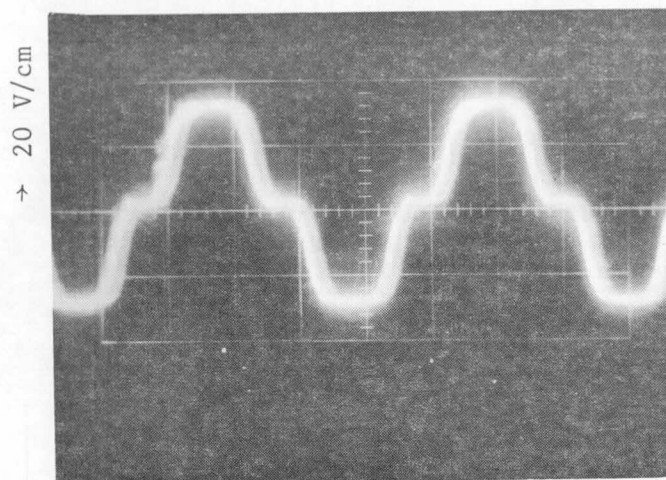
### 6.5.2 整流子片間電圧

スリップリングを用いて、整流子片間電圧のオシロ測定を行い、二重重ね巻巻線の第1回路と第2回路の整流子片間電圧がバランスして二等分され、計算値と一致していることを確認した。表6.6、図6.16はそれぞれ、その測定条件と測定データの一例を示す。

表 6.6 整流子片間電圧の測定条件

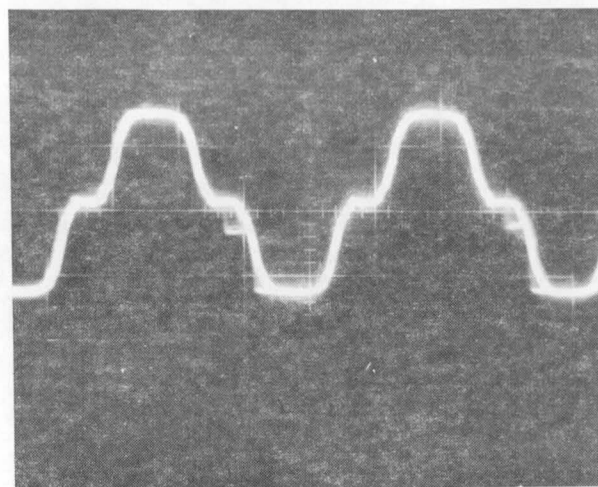
写真 No.	整流子片 番 号	回転速度 (rpm)	電 圧 (V)	電 流 (A)	校 正 値		図
					縦 軸	横 軸	
27	②－③	1800	750	無負荷	20 V/cm	2 ms/cm	6.15(a)
23	③－④	"	"	"	"	"	
28	②－③	"	"	1600	"	1 ms/cm	
31	③－④	"	"	"	"	"	
36	②－③	"	"	3200	"	"	
35	③－④	"	"	"	"	"	
9	②－③	900	375	無負荷	10 V/cm	2 ms/cm	6.15(b)
4	③－④	"	"	"	"	"	
16	②－③	"	"	1600	"	"	
13	③－④	"	"	"	"	"	
17	②－③	"	"	3200	"	"	
20	③－④	"	"	"	"	"	

整流子片②—③

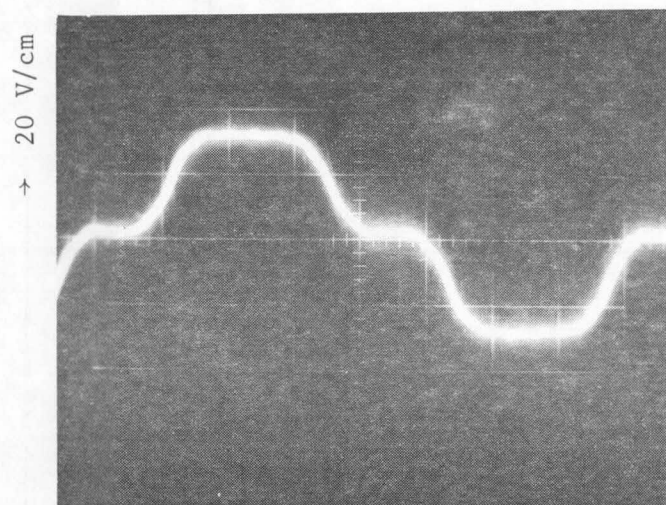


無負荷 No. 27

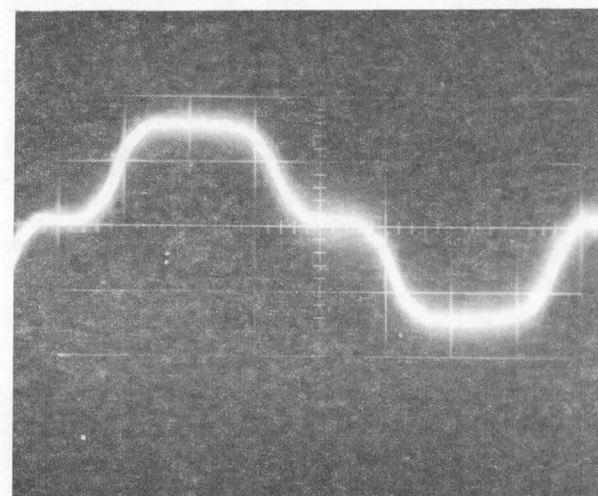
整流子片③—④



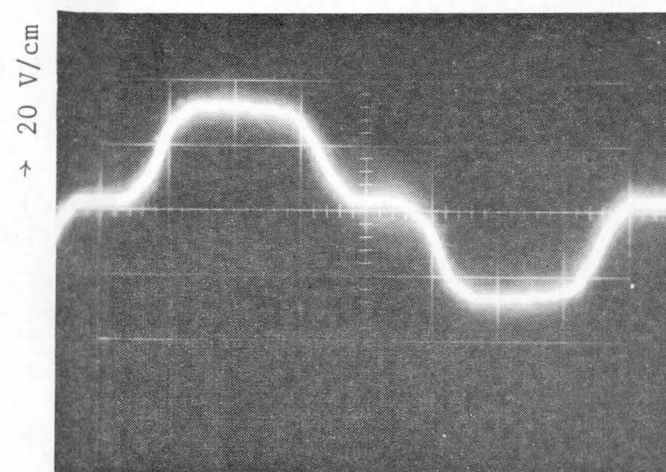
無負荷 No. 23



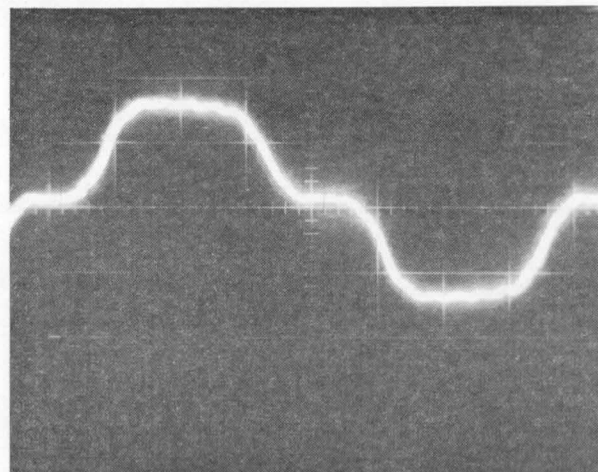
1,600 A No. 28



1,600 A No. 31



3,200 A No. 36



極ピッチ 3,200 A No. 35

図 6.1 6(a) 整流子片間電圧の測定値 ( 750 V, 1800 rpm )

整流子片②－③

整流子片③－④

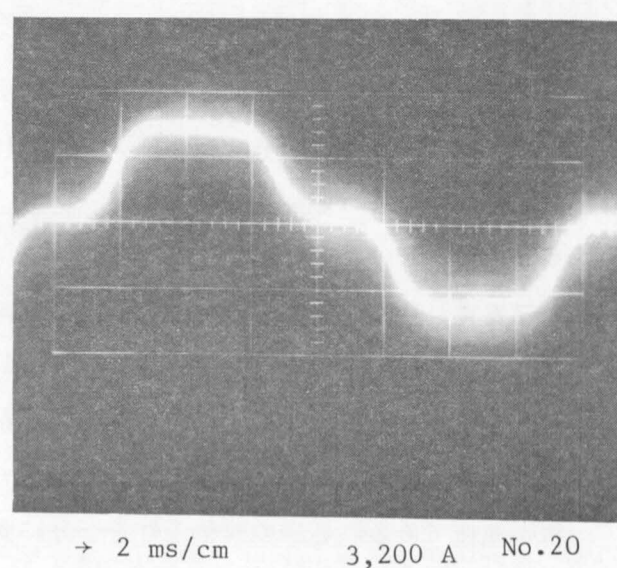
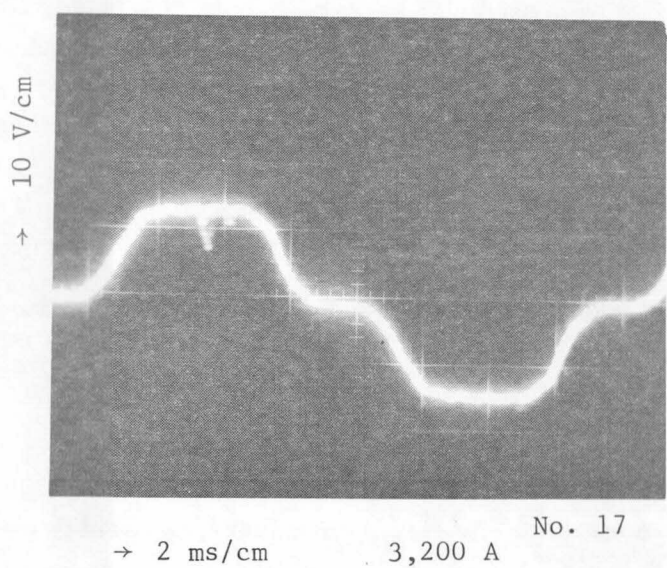
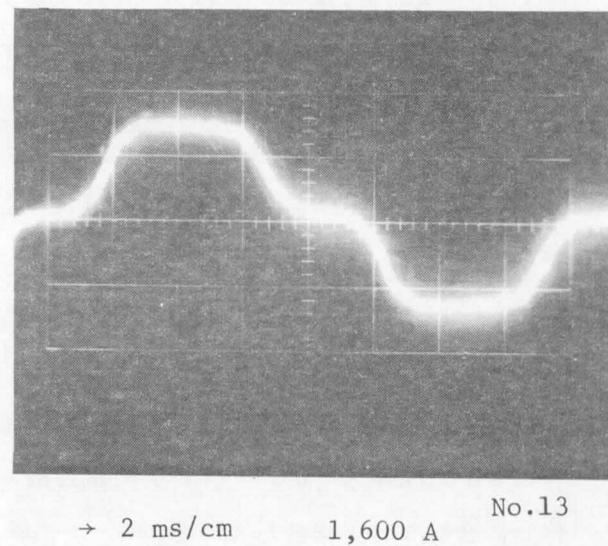
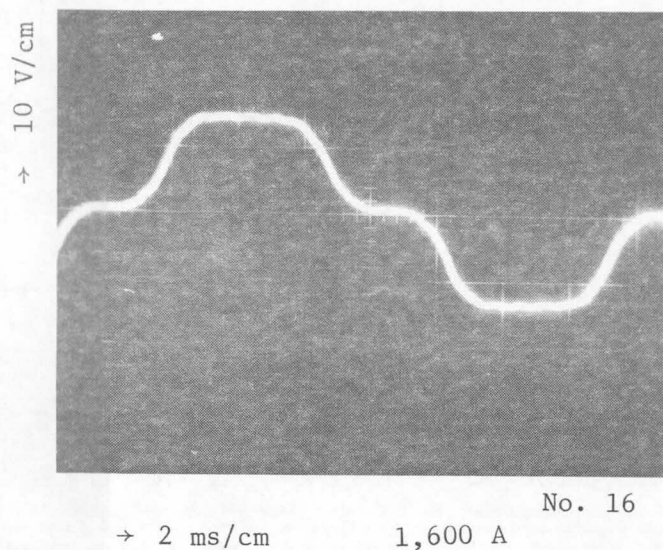
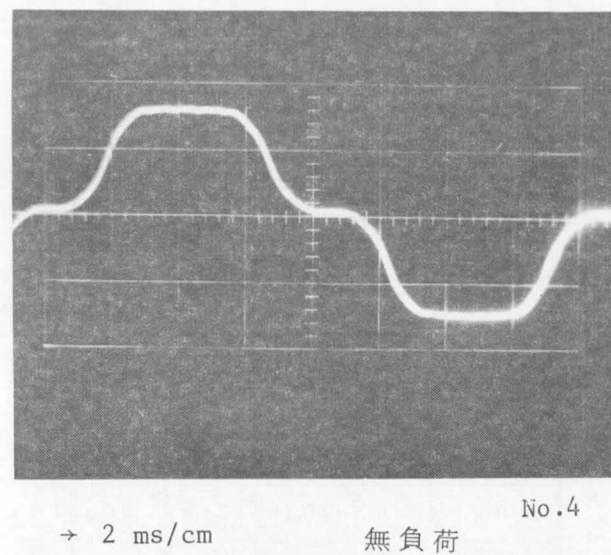
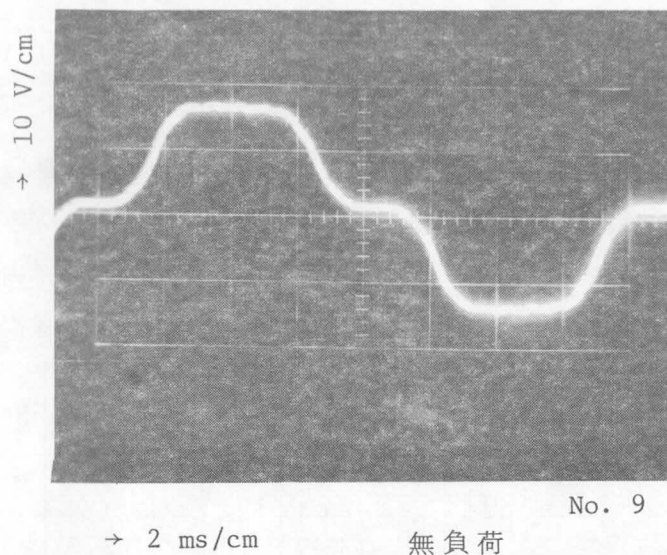


図 6.1 6(b) 整流子片間電圧の測定値 (375 V, 900 rpm)

### 6.5.3 温度上昇

別置送風機 ( $700 \text{ m}^3/\text{min}$ ,  $250 \text{ mm Aq}$ )からの強制通風により電動機反整流子側横から導入された冷却風は、2つの風路に分かれ一方はベツト下部を素通りして整流子を冷却し、他方は電機子と界磁を冷却した後、整流子側に排出される。温度上昇試験結果の一例を表 6.7 に示す。

表 6.7 温度上昇試験値 (単位 $^{\circ}\text{C}$ )  $750 \text{ V}$   $1800 \text{ rpm}$

出力 kW	電流 A	界磁 電流 A	電機子		整流子		分巻 コイル	補極 コイル	補償 コイル	直巻 コイル	ヨーク	給 気	排 気
			サーミ スタ	アルコ ール	サーミ スタ	アルコ ール							
3000	4240	19.25	71.5	60.5	65.5	53.5	33.5	26.5	39.5	36.5	12.5	22.5	18.5
2250	3200	20	43.5	35.5	57.5	45.5	27	19	27.5	26	8.5	21.5	13.5
1500	2200	20.65	31.5	27.5	48.5	40.5	19.5	11	16	17	4	22.5	7.5
無負荷		21.8	—	—	48.5	—	20	10	14.5	17.5	5	22	10

註) 実測風量 合計  $795 \text{ m}^3/\text{min}$  (整流子に  $291 \text{ m}^3/\text{min}$ , 電機子・界磁に  $504 \text{ m}^3/\text{min}$ )

この結果から本機は、目標の  $3000 \text{ kW}$  の出力に対して所定の温度上昇限度以下であることが分かった。

## 6.6 限界出力の向上に関する見解

本研究の成果は、二重重ね巻直流機の均圧結線の新しい設計法を得たことであり、具体的には2台の  $3000 \text{ kW}$   $1800 \text{ rpm}$  の直流電動機の試作に成功した。この結果さらに同一設計機3台を製作し、合計5台が稼働している。

さらに、本研究の成果を導入して1台の  $5000 \text{ kW}$   $225/500 \text{ rpm}$  の直流電動機を製作し、満足すべき試験結果を得て本研究の妥当性について自信を深めた。<sup>(35)</sup>

今後は、省資源・省エネルギーの面からも、小型軽量で大きな容量の直流電動機の出現が期待されており、本研究の成果はこれらの設計に十分活用できるもので、その意義は大きい。

## 6.7 結 言

二重重ね巻について十分な検討を行った解析結果を適用して、 $\text{PN値} = 5.4 \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{rpm}$  の試作直流機を完成し、解析結果の妥当性を実証した。

二重重ね巻を採用するときには巻線条件を十分に検討する必要がある。すなわち、極数とスロット数および整流子片数ならびにコイルピッチの選定に注意する。検討法としては電圧ベクトル作図法が簡便である。巻線の対称条件を十分に満足するために  $\frac{\text{スロット数}}{\text{極対数}}$  を偶数とし、階段巻で Punga結線を全整流子片に取りつけるのがよいと考える。

## 第 7 章 結 論

高速大容量二重重ね巻直流機の整流と試作について研究し、次の成果を得た。

### (1) 二重重ね巻直流機の整流方程式の確立

整流問題が最も重要となる高速大容量直流機に対して、二重重ね巻方式の場合の整流方程式を初めて設定した。二重重ね巻の場合の Punga 結線のあるときとないときについての分類を明らかにしたので、高速大容量二重重ね巻直流機を設計するときの判断基準が得られた。とくに Punga 結線が均圧結線として働くと同時に整流コイル辺の一部として作用するという解釈は、全く新しく貴重な知見である。

### (2) 正確な整流磁束分布の解析手法

二重重ね巻方式ではブラシカバリングが多く、従って補極の下およびその近傍の整流磁束分布を精密に知ることが、その整流能力を向上するために必要である。これに対して主として Schwarz-Christoffel 変換法を用いて主極磁束の漏れや電機子アンペアターンなどの各種の要素による影響を考慮した整流磁束分布の解析手法を明らかにした。この結果、リアクタンス電圧を打消すに必要な整流磁束を発生できる補極の設計法が得られた。

### (3) インダクタンス

二重重ね巻では同時に整流を受ける電機子コイルの数が、一重重ね巻の場合の約 2 倍になり、コイルの自己および相互インダクタンスの値は複雑に変化する。これに対して、各インダクタンスを詳細に検討した解析解を得た。また、各種の整流電流曲線のモードに対して、電流の高調波分による影響の差異が小さいことも明らかになった。

### (4) 整流方程式の解法

第 2 章で得た整流方程式の解法を与えることができた。この結果は、電子計算機を利用して得られたものであり、二重重ね巻直流機の整流解析を初めて可能にした。なお、その計算時間を短縮し、実用上有効なのは Gear 法であることを明らかにした。

また、モデル機について整流特性の検討に必要なリアクタンス電圧、整流磁束、整流起電力および無火花帯の計算例を示し、本解法が実機の設計・検討に適用できる極めて有効な手法であることを明確にした。



(5) 直流機の諸因子が整流に与える影響の把握

補極の形状、空隙などが整流磁束分布に与える影響を、上述のモデル機を例として具体的に図示した。その結果、たとえば補極先端の角度を $90^\circ$ にすると、補極空隙の調整がやりにくくなり、 $60^\circ$ を一般に推奨できる理論的根拠が明らかになったなど実用上有益な知見を得た。また、補極巻線のATは、補償巻線のATよりも高くとった方が整流上は好都合であることも明らかにした。

さらに、補極の強さを変えた場合や電流・回転速度など外部条件を変えたときの整流特性の変化について電流変化、ブラシ接触電圧降下の模様を計算できることになった。これらの結果、従来試行錯誤的であった直流機の整流試験調整に際して、上記の成果を適用すれば、無駄のない調整作業を進めることができるようになり、これらの実用上の価値は大きい。

(6) 試作機による新記録の樹立と評価

高速大容量直流機について、その限界出力の飛躍的向上を目標として設計試作した。この試作機に対して綿密な検討を行い、二重重ね巻方式を採用し、Punga結線を選定した。試験の結果、目標通りの成績値を得て、この種の直流機における新記録を樹立できた。とくに、その整流性能について本研究の解析結果に従って評価を与えた。その結果、上述の整流理論の妥当性を実証した。また、高速大容量二重重ね巻直流機を設計する際の要諦は、スロット数／極対数を偶数とし、階段巻でPunga結線を全整流子片につけることである。



## 謝

## 辞

この研究に対して，最初から研究の基本についてご指導を賜った京都大学 林 千博名誉教授に深く感謝します。次に，本論文の詳細についてご査読とご教示をいただいた京都大学 岡田 隆夫教授，桑原 道義教授，卯本 重郎教授に深甚の謝意を表します。

また，三菱電機 片岡 高示常任顧問，喜連川 隆顧問から本論文の作成に際してご高配とご激励をいただき，計算の細部について中央研究所 阪部 茂一博士のご協力を受けたことを感謝します。

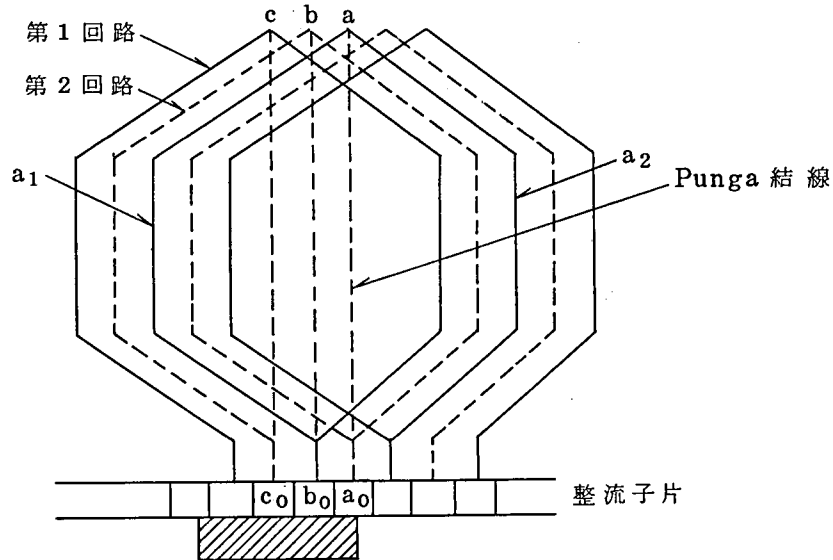
さらに，試作機の設計・製作・試験に関して絶大なご支援をいただいた三菱電機神戸製作所の各位に厚く御礼申し上げます。

## 参 考 文 献

- (1) 電気学会：電気工学ハンドブック（1978）15編，P.756
- (2) 鳥井：富士時報（昭29-4）P.220～226
- (3) 林，浜崎：昭43電気関係学会関西連大№4-12
- (4) 高月，坪谷：電学誌100，3，P.187～194（昭55-3）
- (5) 電気学会：JEC-54（1965）直流機，P.30（昭40）
- (6) E.Punga：E.u.M.，29，6（1911）；特許DRP191667（14，August 1906）
- (7) E.Arnold， & G.Mie：ETZ，20，97（1899）
- (8) R.Rüdenberg：ibid，44（1907）
- (9) H.Poincare：Lumière Electr. 2（1908）
- (10) J.Bethenod：ibid，3（1908）
- (11) T.M. Linville：Trans. AIEE 71，1，326（1952）
- (12) J.R.M. Alger：Trans. AIEE，PAS-76，8，399（1957）
- (13) M.Tarkanyi：Proc.， Instn. Electr. Engrs，109，16，488（1962）
- (14) 乙武：東芝レビュー，16，8，1030（昭36）
- (15) J.S. Ewing：IEEE Trans. Power Apparatus Syst.，PAS-91，1663（1972）
- (16) 宮地：電学誌82 807（昭37-5）
- (17) 松田：電学論誌B，94 479，487（昭49-10）
- (18) 阪部，他：三菱電機技報51 10，691（昭52）
- (19) 安部：電学誌60，74，（昭15-2）
- (20) 林：電学誌68，203（昭23-8）
- (21) 一木：日立評論33，3，187，485（昭23）
- (22) 卯本，林：昭36電気学会全大№610
- (23) L.Dreyfus：Die Stromwendung großen Gleichstrommaschinen，（1929），Springer
- (24) A.S. Langsdorf：Principles of Direct Current Machines，（1940）McGrow-Hill
- (25) 高月，他：昭54電気学会全大№700
- (26) H.Prinz：Hochspannungsfelder（1969），Oldenburg
- (27) S.Sakabe u. H. Takatsuki：E.u.M. 98 H.2，51（1981）
- (28) 阪部，他：昭55電気学会全大№700
- (29) 島津，他：昭55電気学会全大№701
- (30) 阪部，高月，他：電気学会研究会資料RM-80-20（1980-10）

- (31) 萬谷，他：三菱電機技報 Vol. 34, № 2, P. 252 (昭35-2)
- (32) J.Fiedler : E.u.M. 72, H.23, 557 (1955)
- (33) R.Richter : Lehrbuch der Wicklungen elektr. Masch. (1952) Braun
- (34) H.Sequenz : Die Wicklungen elektr. Masch. II Band, (1952) Springer
- (35) 三菱電機技報 Vol. 43, № 8, P. 1144 (昭44-8)

## 付録 1. 二重重ね巻方式における整流周期



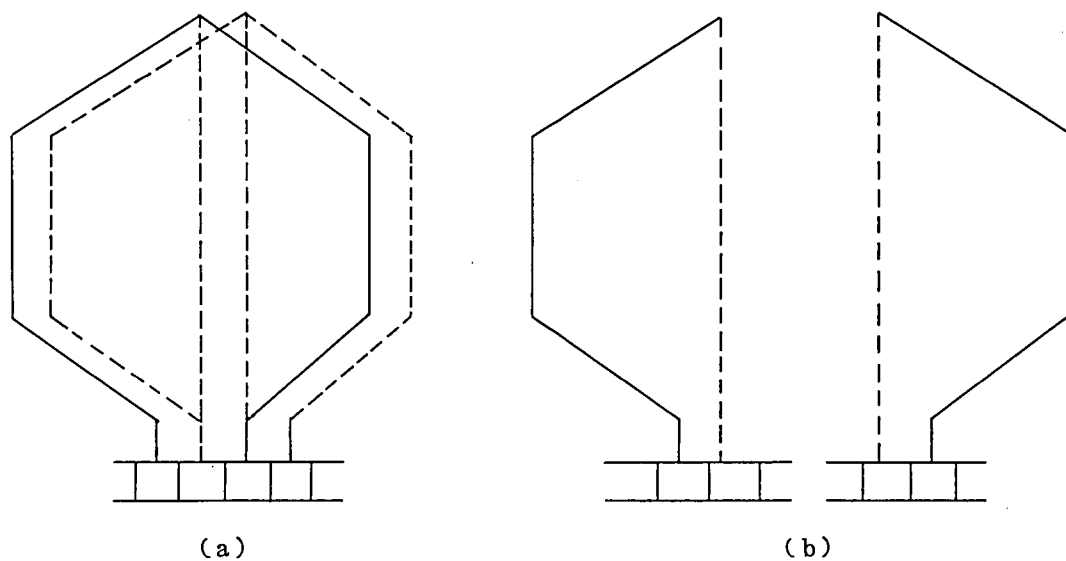
付図 1 Punga 結線付きの場合

二重重ね巻では、その巻線条件によって Punga 結線付きと Punga 結線なしの 2 種類がある。その整流周期について検討してみると次のようになる。

付図 1 は、Punga 結線付きの場合を示し、Punga 結線  $a a_0$  と電機子巻線辺  $a a_1 b_0$  とによって整流を分担していることが分かる。従って、この場合の整流周期は  $\beta_c T_c$  となる。

これに対して、Punga 結線なしの場合には、もし付図 1 で Punga 結線  $a a_0$  を消して考えると、整流子片  $a_0$  は、ブラシに接触しているが整流には関与していないことが分かる。従って、この場合の整流周期は  $(\beta_c - 1) T_c$  となる。

このように Punga 結線は、均圧結線として動作する以外に整流を分担する電機子巻線の一部として取扱う必要があり、整流方程式上でも、その存在の有無に従って区別した訳である。



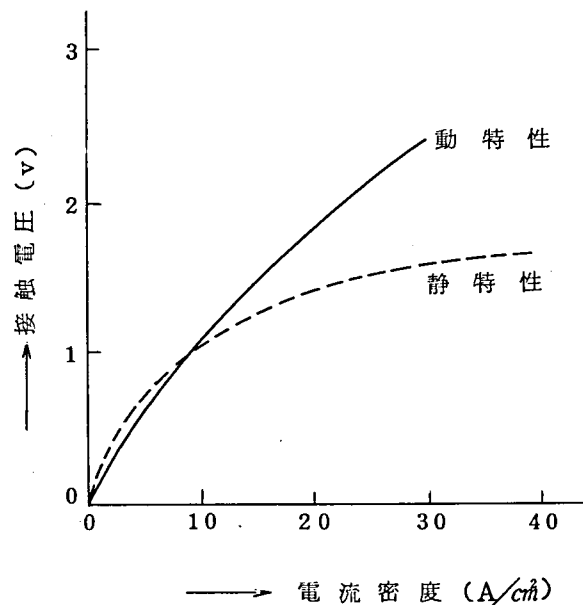
付図 2 Punga 結線による 2 組の並列回路

この見方を分解すると、付図 2 のようになる。すなわち、Punga 結線によって 2 組の並列回路が形成されるのである。なお、Punga 結線は、電機子鉄心の内部を通して整流子片と電機子巻線の接続部（反整流子側）とを結ぶものであり、整流磁束と鎖交して整流起電力を発生しないが、整流を受ける電機子巻線回路の一部となるのである。

## 付録 2. ブラシの接触電圧降下特性の表現

ブラシの接触電圧降下特性を数式表示することは、困難なものの一つである。この問題について多くの研究が進められてきたが、ブラシと整流子片との接触状態が安定したものでなく、整流子表面の酸化皮膜もブラシ材質・大気湿度・温度・整流子周速・ブラシ加圧力などに影響されることがよく知られている。

ここでは、現在定説として認められている松田氏の文献〔17〕に示されている表現式を準用する。すなわち、付図3のように接触電圧は、接触面の電流密度の非線形関数であることが実験によっ



付図3 ブラシの接触電圧特性

て確認されている。付図3の静特性とは定常電流密度に対する接触電圧特性で、実際の整流時には電流密度が脈動して変化しており、この図の動特性によって動作していると考えられる。これらを実験式として本文中の記号に従って次のように表現する。

$$[V_b(t)] = R_b I_{co}^{1-q} \left[ \left( \text{電流密度} = \frac{\text{各巻線の電流}}{\text{接触面積}} \right)^q \right]$$

この指数 $q$ がブラシの抵抗が電流密度によって変わり非線形特性を示すものである。

なお、(4-1)式の最終項のマトリックスに指数 $q$ を乗じた表現は、式(2-2)、(2-3)のマトリックス内の要素に指数 $q$ を乗ずることを意味し、式(4-2)以下の差分式化表現のためである。

### 付録 3. 巻線ピッチと補極中心位置の関係

求められた整流磁束分布を利用して、一線輪辺の巻線の受ける誘導起電力を計算する。この計算での問題点は、短節の程度によって異極性の二つの極での巻線位置が異なることの考慮にある。

そこで、スイッチングモードを汎用的にコード式に表現していくつかの短絡された巻線位置と補極中心との位置の関係を数式表示してプログラム化した。

短絡された巻線の位置の時間変化の関数と短節による異極性極下でのずれを導出した。この与えられた一線輪辺巻線の二種の補極に対する相対位置の時間変化により一線輪辺の受ける整流起電力を求めた。

この結果を付図 4 ～ 10 に示す。巻線の側からみると補極の中心位置が変化していることが分かる。

#### (1) スwitchingモードと巻線位置

ここで  $u = 3$  ,  $5 < \beta_c < 5.5$  , 0.5 短節巻の場合の検討した結果は次の通りである。

この場合の巻線位置（短絡された時刻の早いコイルから番号をつけた）を付図 4 に示す。モード  $M_2$  において、 $t / T_c = (m + 0.5) / 2$  , なお  $(m = \beta_c - [\beta_c^*])$  において、図に示す位置に補極中心が存在する。

モード  $M_4$  では  $t = \frac{m + 0.5}{2} + 0.5$  で補極中心は、図の位置に存在する。

よって  $M_n$  の巻線の位置は補極中心を原点として、 $T$  をスロットピッチとすると次のようになる。

モード  $M_1$  または  $2, \dots, 4\ell + 1, 4\ell + 2$

$$X = \left( -\frac{1.5}{3} + \frac{1}{3}x + \frac{n-1}{2} \frac{1}{3} \right) T \quad n \dots \text{奇数} \quad (1)$$

$$X = \left\{ -\frac{2.5}{3} + \frac{1}{3}x + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} \right\} T \quad n \dots \text{偶数} \quad (2)$$

モード  $M_3$  または  $4, \dots, 4\ell + 3, 4\ell + 4$

$$X = \left( -\frac{3}{3} + \frac{1}{3}x + \frac{n-1}{2} \frac{1}{3} \right) T \quad n \dots \text{奇数} \quad (3)$$

$$X = \left\{ -\frac{1}{3} + \frac{1}{3}x + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} \right\} T \quad n \dots \text{偶数} \quad (4)$$

※〔 〕 ガウスの記号

$$x = t - \frac{m + 0.5}{2} - 0.5 \left[ \frac{\text{モード } M - 1}{2} \right]$$

(2) 階段巻の場合

階段巻の場合について  $u = 3$  ,  $5 < \beta_c < 5.5$  のモデルにおいて示す。各短節度についてのコイル位置は付図5～10に示す。短節度を変えると中心位置が変わることが分かる。

$N = (\text{短節度} - 0.5) \times 3$  として、各コイル位置は

モード  $n$  1 または 2 ,  $\dots\dots\dots 4\ell + 1$  ,  $4\ell + 2$

$$X = \left( -\frac{1.5}{3} + \frac{1}{3}x + \frac{n-1}{n} \frac{1}{3} \right) T + \frac{T}{3} \frac{N}{2} \quad n \dots\dots \text{奇数} \quad (5)$$

$$X = \left\{ -\frac{2.5}{3} + \frac{1}{3}x + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} \right\} T - \frac{T}{3} \frac{N}{2} \quad n \dots\dots \text{偶数} \quad (6)$$



モード No.  $u = 3$   $5 < \beta_c < 5.5$

1		2 4	6 8 10	
		1	3 5 7	9 11
2		2 4	6 8 10	
		1	3 5 7	9
3		1 3 5	7 9 11	
		2	4 6 8	10
4		1 3 5	7 9	
		2	4 6 8	10
5		2 4 6	8 10	
		1 3	5 7 9	11
6		2 4 6	8 10	
		1 3	5 7 9	
7	1	3 5 7	9 11	
1		2 4	6 8 10	
8	1	3 5 7	9	
2		2 4	6 8 10	
9	2	4 6 8	10	
3		1 3 5	7 9 11	
10	2	4 6 8	10	
4		1 3 5	7 9	
11	1 3	5 7 9	11	
5		2 4 6	8 10	
12	1 3	5 7 9		
6		2 4 6	8 10	
13	4	6 8 10		
7	1	3 5 7	9 11	

付図 4

補極中心

モード  
No.

0.5 ピッチ 長節巻

1		2 4	6 8 10
	1	3 5 7	9 11
2		2 4	6 8 10
	1	3 5 7	9
3		1 3 5	7 9 11
	2	4 6 8	10
4		1 3 5	7 9
	2	4 6 8	10
5		2 4 6	8 10
	2	4 6 8	10
6		2 4 6	8 10
	1 3	5 7 9	
7		1 3 5 7	9 11
1		2 4	6 8 10
8		1 3 5 7	9
2		2 4	6 8 10
9		2	4 6 8 10
3		1 3 5	7 9 11
10		2	4 6 8 10
4		1 3 5	7 9
11		1 3	5 7 9 11
5		2 4 6	8 10
12		1 3	5 7 9
6		2 4 6	8 10
13		2 4	6 8 10
7	1	3 5 7	9 11
14		2 4	6 8 10
8	1	3 5 7	9

付図 5

モード  
No.

1 / 6 ピッチ 長節巻

1		2 4 6	8 10
	1	3 5 7	9 11
2		2 4 6	8 10
	1	3 5 7	9
3		1 3 5 7	9 11
	2	4 6 8	10
4		1 3 5 7	9
	2	4 6 8	10
5		2 4 6 8	10
	1 3	5 7 9	11
6		2 4 6 8	10
	1 3	5 7 9	
7		3 5 7 9	11
1		2 4	6 8 10
8		1 3	5 7 9
2		2 4	6 8 10
9		2 4	6 8 10
3		1 3 5	7 9 11
10		2 4	6 8 10
4		1 3 5	7 9
11		1 3 5	7 9 11
5		2 4 6	8 10
12		1 3 5	7 9
6		2 4 6	8 10
13		2 4 6	8 10
7	1	3 5 7	9 11
14		2 4 6	8 10
8	1	3 5 7	9

付図 6

モード  
No.

1 / 6 ピッチ 短節巻

1		2	4 6 8	10
		1	3 5 7	9 11
2		2	4 6 8	10
		1	3 5 7	9
3		1 3	5 7 9	11
		2	4 6 8	10
4		1 3	5 7 9	
		2	4 6 8	10
5		2 4	6 8 10	
		1 3	5 7 9	11
6		2 4	6 8 10	
		1 3	5 7 9	
7		1 3 5	7 9 11	
1		2 4	6 8 10	
8		1 3 5	7 9	
2		2 4	6 8 10	
9		2 4 6	8 10	
3		1 3 5	7 9 11	
10		2 4 6	8 10	
4		1 3 5	7 9	
11	1	3 5 7	9 11	
5		2 4 6	8 10	
12	1	3 5 7	9	
6		2 4 6	8 10	
13	2	4 6 8	10	
7	1	3 5 7	9 11	
14	2	4 6 8	10	
8	1	3 5 7	9	

付図 7

モード  
No.

0.5 ピッチ 短節巻

1		2 4	6 8 10	
		1	3 5 7	9 11
2		2 4	6 8 10	
		1	3 5 7	9
3		1 3 5	7 9 11	
		2	4 6 8	10
4		1 3 5	7 9	
		2	4 6 8	10
5		2 4 6	8 10	
		1 3	5 7 9	11
6		2 4 6	8 10	
		1 3	5 7 9	
7		1	3 5 7	9 11
1		2 4	6 8 10	
8		1	3 5 7	9
2		2 4	6 8 10	
9		2	4 6 8	10
3		1 3 5	7 9 11	
10		2	4 6 8	10
4		1 3 5	7 9	
11	1	3	5 7 9	11
5		2 4 6	8 10	
12	1	3	5 7 9	
6		2 4 6	8 10	
13	2	4	6 8 10	
7	1	3 5 7	9 11	
14	2	4	6 8 10	
8	1	3 5 7	9	

付図 8

モード  
No.

5 / 6 ピッチ 短節巻

1		2 4 6	8 10	
		1	3 5 7	9 11
2		2 4 6	8 10	
		1	3 5 7	9 11
3	1	3 5 7	9 11	
		2	4 6 8	10
4	1	3 5 7	9	
		2	4 6 8	10
5	2	4 6 8	10	
		1 3	5 7 9	11
6	2	4 6 8	10	
		1 3	5 7 9	
7	1 3	5 7 9	11	
		2 4	6 8 10	
1	1 3	5 7 9		
		2 4	6 8 10	
2	2 4	6 8 10		
		1 3 5	7 9 11	
3	2 4	6 8 10		
		1 3 5	7 9	
4	1 3 5	7 9 11		
		2 4 6	8 10	
5	1 3 5	7 9		
		2 4 6	8 10	
6	2 4 6	8 10		
	1	3 5 7	9 11	
7	2 4 6	8 10		
	1	3 5 7	9	
8		2 4 6	8 10	
		1	3 5 7	9

付図 9

7 / 6 ピッチ 短節巻

	2	4 6 8	10		1
		1	3 5 7	9 11	
	2	4 6 8	10		2
		1	3 5 7	9	
	1 3	5 7 9	11		3
		2	4 6 8	10	
	1 3	5 7 9			4
		2	4 6 8	10	
	2 4	6 8 10			5
		1 3	5 7 9	11	
	2 4	6 8 10			6
		1 3	5 7 9		
	1 3 5	7 9 11			7
		2 4	6 8 10		1
	1 3 5	7 9			8
		2 4	6 8 10		2
	2 4 6	8 10			9
		1 3 5	7 9 11		3
	2 4 6	8 10			10
		1 3 5	7 9		4
	1	3 5 7	9 11		11
		2 4 6	8 10		5
	1	3 5 7	9		12
		2 4 6	8 10		6
	2	4 6 8	10		13
		1	3 5 7	9 11	7
	2	4 6 8	10		14
		1	3 5 7	9	8

付図 10

モード  $\mathcal{N}_3$  または  $4, \dots, 4\ell + 3, 4\ell + 4$

$$X = \left( -\frac{3}{3} + \frac{1}{3}x + \frac{n-1}{2} \frac{1}{3} \right) T + \frac{T}{3} \frac{N}{2} \quad n \dots \text{奇数} \quad (7)$$

$$X = \left\{ -\frac{1}{3} + \frac{1}{3}x + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} \right\} T - \frac{T}{3} \frac{N}{2} \quad n \dots \text{偶数} \quad (8)$$

(3)  $5.5 < \beta_c < 6$  の場合

$u = 3$ ,  $5.5 < \beta_c < 6$  の場合の巻線位置を付図 11 に示す。モード  $\mathcal{N}_1$  では  $t = m/2$

で図の位置に補極中心がありモード  $\mathcal{N}_3$  では  $t = \frac{m}{2} + 0.5$  で図の位置に補極中心がある。

$\mathcal{N}_n$  の巻線位置は

モード  $\mathcal{N}_1$  または  $2, \dots, 4\ell + 1, 4\ell + 2$

$$X = \left( -\frac{2}{3} + \frac{x}{3} + \frac{n-1}{2} \frac{1}{3} + \frac{N}{2} \frac{1}{3} \right) T \quad n \dots \text{奇数} \quad (9)$$

$$X = \left\{ -\frac{3}{3} + \frac{x}{3} + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} - \frac{N}{2} \frac{1}{3} \right\} T \quad n \dots \text{偶数} \quad (10)$$

モード  $\mathcal{N}_3$  または  $4, \dots, 4\ell + 3, 4\ell + 4$

$$X = \left( -\frac{3.5}{3} + \frac{x}{3} + \frac{n-1}{2} \frac{1}{3} + \frac{N}{2} \frac{1}{3} \right) T \quad n \dots \text{奇数} \quad (11)$$

$$X = \left\{ -\frac{1.5}{3} + \frac{x}{3} + \left( \frac{n}{2} - 1 \right) \frac{1}{3} - \frac{N}{2} \frac{1}{3} \right\} T \quad n \dots \text{偶数} \quad (12)$$

$$x = t - \frac{m}{2} - 0.5 \left[ \frac{\text{モード} \mathcal{N}_n - 1}{2} \right]$$

$$N = (\text{短節度} - 0.5) \times u \quad m = \beta_c - \lfloor \beta_c \rfloor - 0.5$$

(4)  $5 < \beta_c < 6$  以下のカバリングの場合

カバリングが 6 より大きい場合、補極中心は  $\lfloor \beta_c - 5.0 \rfloor / 2$  整流子片分だけ正の方へずれる。カバリングが 5 より小さい場合  $\lfloor \beta_c - 5.0 \rfloor / 2$  整流子片分だけ負の方へずれる。よって、 $\beta_c > 6$ ,  $\beta_c > 5$  の場合の  $X$  は、 $(3-5) \sim (3-12)$  式の  $X$  から  $T/3 \lfloor \beta_c - 5.0 \rfloor / 2$  を差し引いた値となる。

モード  
No.

1 / 6 ピッチ 短節巻

1		2	4	6	8	10	12
	1	3	5	7		9	11
2		2	4	6	8	10	
	1	3	5	7		9	11
3	1	3	5	7	9	11	
	2	4	6	8	10	12	
4	1	3	5	7	9	11	
	2	4	6	8	10		
5	2	4	6	8	10	12	
	1	3	5	7	9	11	
6	2	4	6	8	10		
	1	3	5	7	9	11	
7	1	3	5	7	9	11	
1	2	4	6	8	10	12	
8	1	3	5	7	9	11	
2	2	4	6	8	10		
9	2	4	6	8	10	12	
3	1	3	5	7	9	11	
10	2	4	6	8	10		
4	1	3	5	7	9	11	
11	1	3	5	7	9	11	
5	2	4	6	8	10	12	
12	1	3	5	7	9	11	
6	2	4	6	8	10		
13	2	4	6	8	10	12	
7	1	3	5	7	9	11	
14	2	4	6	8	10		
8	1	3	5	7	9	11	

モード  
No.

0.5 ピッチ 短節巻

1		2	4	6	8	10	12
	1	3	5	7		9	11
2		2	4	6	8	10	
	1	3	5	7		9	11
3	1	3	5	7	9	11	
	2	4	6	8	10	12	
4	1	3	5	7	9	11	
	2	4	6	8	10		
5	2	4	6	8	10	12	
	1	3	5	7	9	11	
6	2	4	6	8	10		
	1	3	5	7	9	11	
7	1	3	5	7	9	11	
1	2	4	6	8	10	12	
8	1	3	5	7	9	11	
2	2	4	6	8	10		
9	2	4	6	8	10	12	
3	1	3	5	7	9	11	
10	2	4	6	8	10		
4	1	3	5	7	9	11	
11	1	3	5	7	9	11	
5	2	4	6	8	10	12	
12	1	3	5	7	9	11	
6	2	4	6	8	10		
13	2	4	6	8	10	12	
7	1	3	5	7	9	11	
14	2	4	6	8	10		
8	1	3	5	7	9	11	

付図 11 短絡巻線のスロット内配置

$5.5 < \beta_c < 6$  の場合

(5)  $u = 1, u = 5$  の場合

$u = 1, u = 5$  それぞれの場合の  $5 < \beta_c < 5.5$  のモデルの巻線位置を付図 1 2, 1 3 に示す。一般に巻線位置は, 次のようになる。なお  $L = [\beta - 5.0]$

モード No 1 または 2,  $\dots\dots\dots 4\ell + 1, 4\ell + 2$

$$X = \left( -a + x + \frac{n-1}{2} + \frac{N}{2} - \frac{L}{2} \right) T / u \quad n \dots\dots \text{奇数} \quad (13)$$

$$X = \left( -b + x + \frac{n}{2} - 1 - \frac{N}{2} - \frac{L}{2} \right) T / u \quad n \dots\dots \text{偶数} \quad (14)$$

モード No 3 または 4,  $\dots\dots\dots 4\ell + 3, 4\ell + 4$

$$X = \left( -c + x + \frac{n-1}{2} - \frac{N}{2} - \frac{L}{2} \right) T / u \quad n \dots\dots \text{奇数} \quad (15)$$

$$X = \left( -d + x + \frac{n}{2} - 1 + \frac{N}{2} - \frac{L}{2} \right) T / u \quad n \dots\dots \text{偶数} \quad (16)$$

ここで,  $a, b, c, d, x, L, N$  は

	$1 < \beta_c < 1 + 0.5$			$1 + 0.5 < \beta_c < 1 + 1$		
	$u = 1$	$u = 3$	$u = 5$	$u = 1$	$u = 3$	$u = 5$
a	2.0	1.5	1.0	2.5	2.0	1.5
b	2.0	2.5	3.0	2.5	3.0	3.5
c	2.5	3.0	3.5	3.0	3.5	4.0
d	1.5	1.0	0.5	2.0	1.5	1.0

$$x = t - \frac{m + 0.5}{2} - 0.5 \left[ \frac{N-1}{2} \right] \quad x = t - \frac{m}{2} - 0.5 \left[ \frac{N-1}{2} \right]$$

$$m = \beta_c - [\beta_c] \quad m = \beta_c - [\beta_c] - 0.5$$

$$N = (\text{短節度} - 0.5) \times u, L = [\beta_c - 5.0]$$

(6)  $u$  が偶数の場合

$u = 2, 4, 6$  の場合の巻線位置を付図 1 4 ~ 1 6 に示す。本図は  $5 < \beta_c < 6$  の場合である。モード No 1 において  $t = m / 2$  ( $m = \beta_c - [\beta_c]$ ) で図の位置の補極中心がある。よって巻線位置は, (3-3) ~ (3-16) 式より求められる。

ただし,  $a, b, c, d, x$  は下表となる。 $u = \text{偶数}$  の場合, 巻線 1, 2 の閉路時刻は同一となる。

	u = 2	u = 4	u = 6
a	2.0	1.5	1.0
b	3.0	3.5	4.0
c	3.0	3.5	4.0
d	2.0	1.5	1.0

$$x = t - \frac{m}{2} - \left\lceil \frac{N-1}{2} \right\rceil$$

$$m = \beta_c - \lceil \beta_c \rceil$$



モードNo.

$u = 1$

モードNo.

$u = 5$

N S

N S

$5 < \beta_c < 5.5$

1			2	4	6	8	10	
			1	3	5	7	9	11
2			2	4	6	8	10	
			1	3	5	7	9	
3		1	3	5	7	9	11	
1			2	4	6	8	10	
4		1	3	5	7	9		
2			2	4	6	8	10	
5		2	4	6	8	10		
3		1	3	5	7	9	11	
6		2	4	6	8	10		
4		1	3	5	7	9		
7	1	3	5	7	9	11		
		2	4	6	8	10		
	1	3	5	7	9			
		2	4	6	8	10		

付図 12

10		1	2	4	6	8	10			
9	11				1	3	5	7	9	11
10		2	2	4	6	8	10			
9					1	3	5	7	9	
11		3	1	3	5	7	9	11		
10					2	4	6	8	10	
		4	1	3	5	7	9			
10					2	4	6	8	10	
		5	2	4	6	8	10			
11					1	3	5	7	9	11
		6	2	4	6	8	10			
					1	3	5	7	9	
		7	1	3	5	7	9	11		
					2	4	6	8	10	
		8	1	3	5	7	9			
					2	4	6	8	10	
		9	2	4	6	8	10			
					1	3	5	7	9	11
		10	2	4	6	8	10			
					1	3	5	7	9	
11		1	3	5	7	9	11			
	1				2	4	6	8	10	
12		1	3	5	7	9				
	2				2	4	6	8	10	
13		2	4	6	8	10				
	3				1	3	5	7	9	11
14		2	4	6	8	10				
	4				1	3	5	7	9	
15		1	3	5	7	9	11			
	5				2	4	6	8	10	
16		1	3	5	7	9	9			
	6				2	4	6	8	10	

付図 13

モードNo.

N S

$u = 2 \quad 5 < \beta_c < 6$

1		2 4	6 8	10 12	
		1	3 5	7 9	11
2		2 4	6	10	
		1	3 5	7 9	
3	1	3 5	7 9	11	
1		2 4	6 8	10 12	
4	1	3 5	7 9		
2		2 4	6 8	10	
5	2 4	6 8	10 12		
3	1	3 5	7 9	11	
6	2 4	6 8	10		
4	1	3 5	7 9	11	
7	1	3 5	7 9	11	
5	2 4	6 8	10 12		

付図 14

モードNo.

N S

$u = 4 \quad 5 < \beta_c < 6$

1		2 4 6	8    10 12	
		1	3    5 7 9	
2		2 4 6	8 10	
		1	3 5 7 9	
3		1 3 5 7	9 11	
		2 4	6 8 10 12	
4		1 3 5 7	9	
		2 4	6 8 10	
5	2	4 6 8 10	12	
		1 3 5	7 9 11	
6	2	4 6 8 10		
		1 3 5	7 9	
7	1 3	5 7 9 11		
3		2 4 6 8	10 12	
8	1 3	5 7 9 11		
4		2 4 6 8	10 12	
9	2 4 6	8 10 12		
5	1 3	5 7 9 11		
10	2 4 6	8 10		
6	1	3 5 7 9		
11	1 3 5 7	9 11		
7	2 4	6 8 10 12		

付図 15

N S

$$u = 6 \quad 5 < \beta_c < 6$$

1		2 4 6 8	10 12
		1	3 5 7 9 11
2		2 4 6 8	10
		1	3 5 7 9 11
3		1 3 5 7 9	11
		2 4	6 8 10 12
4		1 3 5 7 9	
		2 4	6 8 10
5		2 4 6 8 10 12	
		1 3 5	7 9 11
6		2 4 6 8 10	
		1 3 5	7 9 11
7		1	3 5 7 9 11
1		2 4 6 8	10 12
8		1	3 5 7 9
2		2 4 6 8	10
9		2 4	6 8 10 12
3		1 3 5 7 9	11
10		2 4	6 8 10
4		1 3 5 7 9	
11		1 3 5	7 9 11
5		2 4 6 8 10	12
12		1 3 5	7 9
6		2 4 6 8 10	
13		2 4 6 8	10 12
7		1	3 5 7 9 11
14		2 4 6 8	10
8		1	3 5 7 9
15		1 3 5 7 9	11
9		2 4	6 8 10 12
16		1 3 5 7 9	
10		2 4	6 8 10
17		2 4 6 8 10 12	
11		1 3 5	7 9 11

付図 16

(7) 異極性の極下の巻線位置

モード  $M$  の場合の巻線位置は前述の式で求められる。しかるにこの巻線辺の他辺は異極性の極下で補極中心からの距離は、全節巻の場合以外は異なる。異極性の極下の巻線位置は  $M+2$  の巻線位置に等しい。なお、 $\alpha$  は

$$\alpha = 2u \quad u = 1, 3, 5$$

$$\alpha = u \quad u = 2, 4, 6$$

ただし、 $u=4$  の場合、異極性極下の巻線番号は奇数、偶数を入れかえる必要がある。すなわち巻線 1, 2, 3, 4, 5, 6 は異極性極下では、 $M+2, 1, 4, 3, 6, 5$  に相当する。

(8) 偶数スロット機の場合 (スロット数/極対数=偶数)

偶数スロット機は、 $u$  が奇数でも奇数スロット機の  $u$  (偶数) の場合と類似のスイッチングパターンをもつ。付図 17 に  $\mu=3, 4$  で  $5 < \beta_c < 6$  全節巻の場合の巻線位置と補極中心位置を示す。階段巻、短節、カバリングなどを考慮すると、 $X$  は

モード  $M+1$  または  $2, \dots, 4\ell+1, 4\ell+2$

$$X = (-2.5 + x + \frac{n-1}{2} + N/2 - L/2) T / u \quad n \dots \text{奇数} \quad (17)$$

$$X = (-2.5 + x + \frac{n}{2} - 1 - N/2 - L/2) T / u \quad n \dots \text{偶数} \quad (18)$$

モード  $M+3$  または  $4, \dots, 4\ell+3, 4\ell+4$

$$X = (-2.5 + x + \frac{n-1}{2} - N/2 - L/2) T / u \quad n \dots \text{奇数} \quad (19)$$

$$X = (-2.5 + x + \frac{n}{2} - 1 + N/2 - L/2) T / u \quad n \dots \text{偶数} \quad (20)$$

となる。なお、 $N$ =短節度  $Xu$  で異極性の極下の状態は  $M+2u$  のモードに相当する。

モードNo.

$u = 3$

S		N	
1	1	2	4 6    8 10 12
		1	3 5    7 9 11
	2	2	4 6 8 10
		1	3 5 7 9
3	1	1 3	5    7 9 11
		2 4	6    8 10 12
	4	1 3	5 7 9
		2 4	6 8 10
5	2	2 4 6	8 10 12
		1 3 5	7 9 11
	6	2 4 6	8 10
		1 3 5	7 9
7	1	1 3 5 7	9 11
		2 4 6 8	10 12
	2	1 3 5 7	9
		2 4 6 8	10
9	3	2 4 6 8 10	12
		1 3 5 7 9	11
	10		
11	5		

全節巻,  $5 < \beta_c < 6$

付図17 偶数スロットの場合

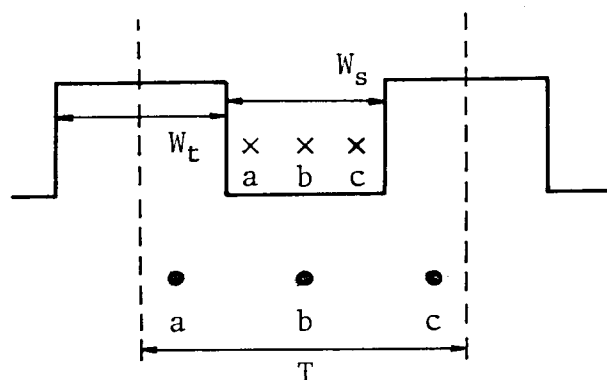
モードNo.

$u = 4$

S		N	
1	1	2	4 6    8 10 12
		1	3 5    7 9 11
	2	2	4 6 8 10
		1	3 5 7 9
3	3	1 3	5    7 9 11
		2 4	6    8 10 12
	4	1 3	5 7 9
		2 4	6 8 10
5	5	2 4 6	8 10 12
		1 3 5	7 9 11
	6	2 4 6	8 10
		1 3 5	7 9
7	7	1 3 5 7	9 11
		2 4 6 8	10 12
	8	1 3 5 7	9
		2 4 6 8	10
9	1	3 5 7 9	11
		2 4 6 8 10	12
	10	1 3 5 7 9	
		2 4 6 8 10	

# (9) スロット内巻線配置の考慮

スロット内の巻線をスロットピッチを等分するように配置したとの仮定では前節までの議論で足りるが、実際にはこの仮定はスロット中心からずれる巻線については不適當である。従ってここで前節までの式に補正を与えるものとする。付図18に示すように今までの議論では●印位置に巻線が位置するとしていることになる。ところが実際の巻線位置は×印にある。よって a, c 巻線は  $T/3 - W_s/3$  だけ補正する必要がある。その他の u について補正分を示すと付表1のようになる。



付図 18

付表 1 スロット構造を考慮した場合の補正分

	1	2	3	4	5	6
u = 1	0					
= 2	$W_t/2$	$-W_t/2$				
= 3	$W_t/3$	0	$-W_t/3$			
= 4	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$	$-W_t/2$		
= 5	$2W_t/5$	$W_t/5$	0	$-W_t/5$	$-2W_t/5$	
= 6	$W_t/3$	$W_t/3$	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$

なお、本補正は階段巻の場合異極性極下での巻線位置に別途行わねばならないので注意を要する。付表2に階段巻の場合の異極性極下での補正分を示す。

付表 2 階段巻の異極性極下の補正分

$u = 2$

	1	2
	$W_t/2$	$-W_t/2$
1.5 短 節	$W_t/2$	$-W_t/2$
1.0 短 節	$-W_t/2$	$W_t/2$
0.5 短 節	$W_t/2$	$-W_t/2$
全 節	$-W_t/2$	$W_t/2$

$u = 3$

	1	2	3
	$W_t/3$	0	$-W_t/3$
7/6 短 節	$-W_t/3$	$W_t/3$	0
5/6 短 節	0	$-W_t/3$	$W_t/3$
1/2 短 節	$W_t/3$	0	$-W_t/3$
1/6 短 節	$-W_t/3$	$W_t/3$	0
-1/6 短 節	0	$-W_t/3$	$W_t/3$
-1/2 短 節	$W_t/3$	0	$-W_t/3$

$U = 4$

	1	2	3	4
	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$	$W_t/2$
6/4 短 節	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$	$-W_t/2$
5/4 短 節	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$
1.0 短 節	$-W_t/4$	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/4$
3/4 短 節	$W_t/4$	$-W_t/4$	$-W_t/2$	$W_t/2$
0.5 短 節	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$	$-W_t/2$
1/4 短 節	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/4$	$-W_t/4$
全 節	$-W_t/4$	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/4$

$$u = 5$$

	1	2	3	4	5
	$2W_t/5$	$W_t/5$	0	$-W_t/5$	$2W_t/5$
11/10 短節	$-W_t/5$	$-2W_t/5$	$2W_t/5$	$W_t/5$	0
9/10 短節	0	$-W_t/5$	$-2W_t/5$	$2W_t/5$	$W_t/5$
7/10 短節	$W_t/5$	0	$-W_t/5$	$-2W_t/5$	$2W_t/5$
0.5 短節	$2W_t/5$	$W_t/5$	0	$-W_t/5$	$-2W_t/5$
3/10 短節	$-2W_t/5$	$2W_t/5$	$W_t/5$	0	$-W_t/5$

$$u = 6$$

	1	2	3	4	5	6
	$W_t/2$	$W_t/3$	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$
1.0 短節	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/6$
5/6 短節	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/3$
2/3 短節	$W_t/3$	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$	$W_t/2$
0.5 短節	$W_t/2$	$W_t/3$	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$	$-W_t/2$
1/3 短節	$-W_t/2$	$W_t/2$	$W_t/3$	$W_t/6$	$-W_t/6$	$-W_t/3$



## 付録 4. インダクタンスの計算

### (1) 巻線のレイアウトの幾何学的変化モード

第 3 章においてインダクタンスの計算について述べたが，実際にはブラシカバリング下の巻線が時間的に変化し，そのカバリング下の巻線のスロット内でいかなる位置にあるかによりインダクタンスが変化する。

各短絡巻線ループの自己相互インダクタンスが第 3 章のインダクタンスの各要素のいかなる合成によるものかが理解される。付図 19 (a)～(c) は， $u = 1 \sim 6$  の 0.5 短節巻の場合に対する短絡巻線位置の時間変化を示すものである。

なお，同図には補極中心線をも記入した。

モードNo.

N	S	u = 1				
1			2	4		
			1	3	5	
2			2	4		
			1	3		
3		1	3	5		
1			2	4		
4		1	3			
2			2	4		
5		2	4			
3		1	3	5		
6		2	4			
4		1	3			
7	1	3	5			
5		2	4			
8	1	3				
6		2	4			

モードNo.

u = 2

N	S	3 < $\beta_c$ < 4				
1			2 4	6 8		
			1	3 5	7	
2			2 4	6		
			1	3 5		
3		1	3 5	7		
1			2 4	6 8		
4		1	3    5			
2			2    4	6		
5		2 4	6 8			
3		1	3 5	7		
6		2 4	6			
4		1	3 5			
7	1	3 5	7			
5		2 4	6 8			

モードNo.

N	S	u = 3					5 < $\beta_c$ < 5.5	
1			2 4	6 8 10				
			1	3 5 7	9 11			
2			2 4	6 8 10				
			1	3 5 7	9			
3		1 3 5	7 9 11					
			2	4 6 8	10			
4		1 3 5	7 9					
			2	4 6 8	10			
5		2 4 6	8 10					
		1 3	5 7 9	11				
6		2 4 6	8 10					
		1 3	5 7 9					
7	1	3 5 7	9 11					
		2 4	6 8 10					
8	1	3 5 7	9					
		2 4	6 8 10					
9	2	4 6 8	10					
		1 3 5	7 9 11					
10	2	4 6 8	10					
		1 3 5	7 9					
11	1 3	5 7 9	11					
		2 4 6	8 10					
12	1 3	5 7 9						
		2 4 6	8 10					
13	2 4	6 8 10						
	1	3 5 7	9 11					

補極中心

付図 19 (a) 巻線位置の変化

モードNo.

 $u = 4$ 

N	S	$4 < \beta_c < 5$			
1		2 4 6	8 10		
			1 3 5 7 9		
2		2 4 6	8		
			1 3 5 7		
3		1 3 5 7	9		
		2 4	6 8 10		
4		1 3 5 7			
		2 4	6 8		
5	2	4 6 8 10			
1		1 3 5	7 9		
6	2	4 6 8			
2		1 3 5	7		
7	1 3	5 7 9			
3		2 4 6 8	10		
8	1 3	5 7			
4		2 4 6 8			
9	2 4 6	8 10			
5	1	3 5 7 9			
10	2 4 6	8			
6	1	5 5 7			
11	1 3 5 7	9			
7	2 4	6 8 10			

モードNo.

 $u = 5$ 

N	S	$5 < \beta_c < 5.5$			
1		2 4	6 8 10		
		1	3 5 7 9 11		
2		2 4	6 8 10		
			1 3 5 7 9		
3		1 3 5	7 9 11		
			2 4 6 8 10		
4		1 3 5	7 9		
			2 4 6 8 10		
5	2 4 6	8 10			
	1	3 5 7 9 11			
6	2 4 6	8 10			
	1	3 5 7 9			
7	1 3 5 7	9 11			
	2	4 6 8 10			
8	1 3 5 7	9			
	2	4 6 8 10			
9	2 4 6 8	10			
	1 3	5 7 9 11			
10	2 4 6 8	10			
	1 3	5 7 9			
11	1	3 5 7 9	11		
	2 4	6 8 10			
12	1	3 5 7 9			
2		2 4	6 8 10		
13	2	4 6 8 10			
3		1 3 5	7 9 11		
14	2	4 6 8 10			
4		1 3 5	7 9		
15	1 3	5 7 9 11			
5		2 4 6	8 10		
16	1 3	5 7 9			
6		2 4 6	8 10		

付図19 (b) 巻線位置の変化

モード No.

$u = 6$

N S

$5 < \beta_c < 6$

1		2 4 6 8	10 12
		1	3 5 7 9 11
2		2 4 6 8	10
		1	3 5 7 9
3		1 3 5 7 9	11
		2 4	6 8 10 12
4		1 3 5 7 9	
		2 4	6 8 10
5		2 4 6 8 10 12	
		1 3 5	7 9 11
6		2 4 6 8 10	
		1 3 5	7 9
7		1	3 5 7 9 11
1		2 4 6 8	10 12
8		1	3 5 7 9
2		2 4 6 8	10
9		2 4	6 8 10 12
3		1 3 5 7 9	11
10		2 4	6 8 10
4		1 3 5 7 9	
11		1 3 5	7 9 11
5		2 4 6 8 10 12	
12		1 3 5	7 9
6		2 4 6 8 10	
13		2 4 6 8	10 12
7		1	3 5 7 9 11
14		2 4 6 8	10
8		1	3 5 7 9
15		1 3 5 7 9	11
9		2 4	6 8 10 12
16		1 3 5 7 9	
10		2 4	6 8 10
17		2 4 6 8 10 12	
11		1 3 5	7 9 11

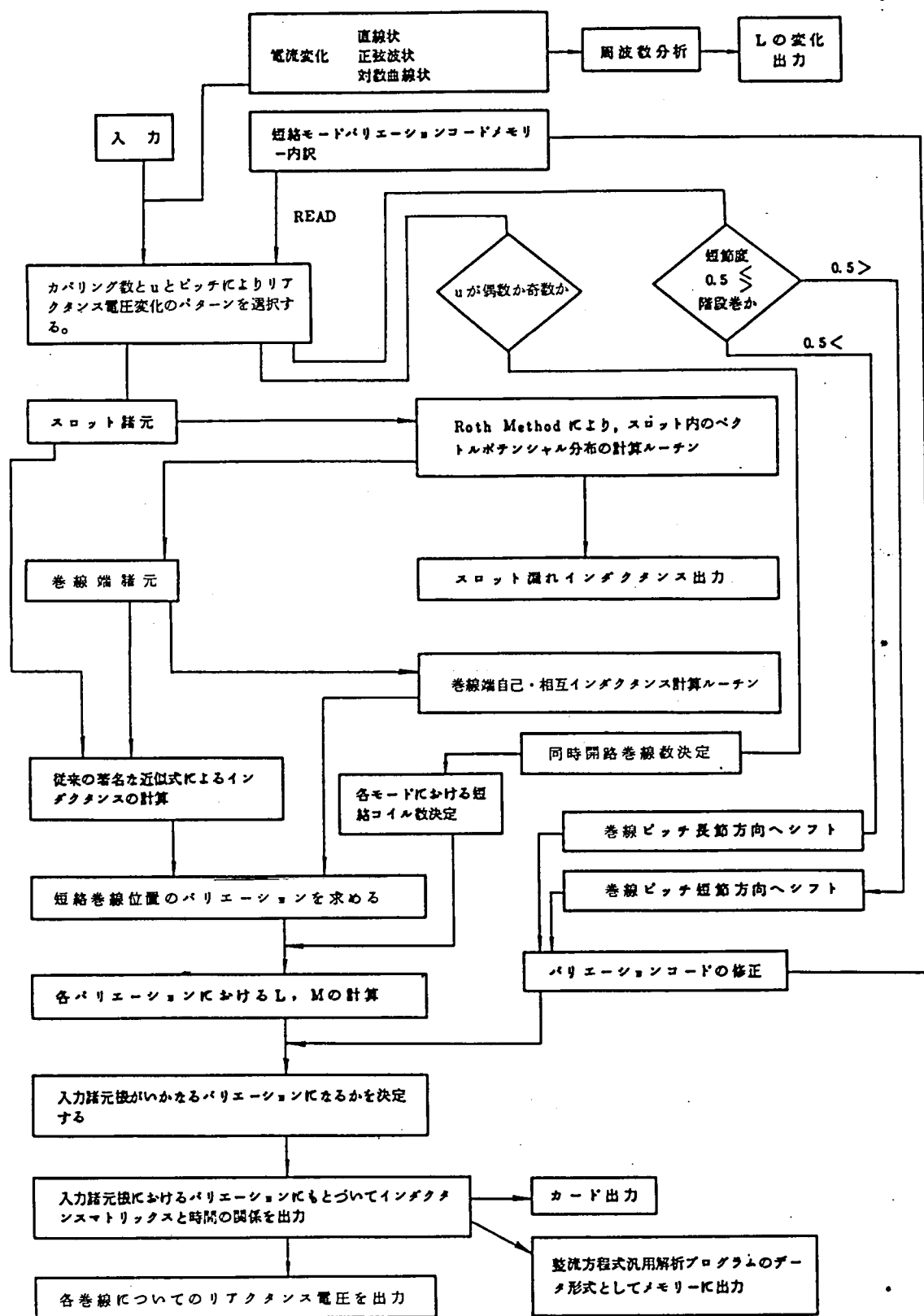
付図 19 (c) 巻線位置の変化

## (2) 計算プログラム

インダクタンスの計算および巻線レイアウトの時間変化の解析を汎用的に行えるプログラムを作成した。ここに紹介する。

付図20は、本プログラムの概略構成図である。

本プログラムにおいても最も重要な部分は、カバーリングパターンに対する短絡モードの時間変化を求める部分であり、この解析の複雑さが汎用的リアクタンス電圧解析プログラムの出現をこばんでいたといっても過言でない。



付図20 リアクタンス電圧分布計算プログラムの概略構成

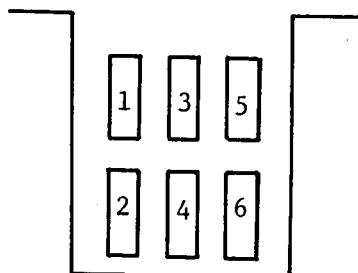
(3) 計算例

表 4.3 の諸元に基づいて計算する。

1) スロット内漏れインダクタンス

スロット内漏れインダクタンスを ( 3 - 4 ) 式を使って精密に計算する。( 付図 2 1 参照 )

計算結果は，付表 3 のとおりである。



付図 21 各巻線の番号

付表 3 スロット内の漏れインダクタンス

単位  $\mu\text{H}$  ( 奥ゆき 1 m あたり )

巻線 番号	1	2	3	4	5	6
1	1.727	2.152	1.666	2.150	1.621	2.148
2	2.152	4.893	2.150	4.830	2.148	4.783
3	1.666	2.150	1.696	2.150	1.666	2.150
4	2.150	4.830	2.150	5.860	2.150	4.870
5	1.621	2.148	1.666	2.150	1.727	2.152
6	2.148	4.783	2.150	4.870	2.152	4.893

## 2) 巻線端部漏れインダクタンス

精密な計算では，両端部のインダクタンスは，次のようになる。（付図 2 2 参照）

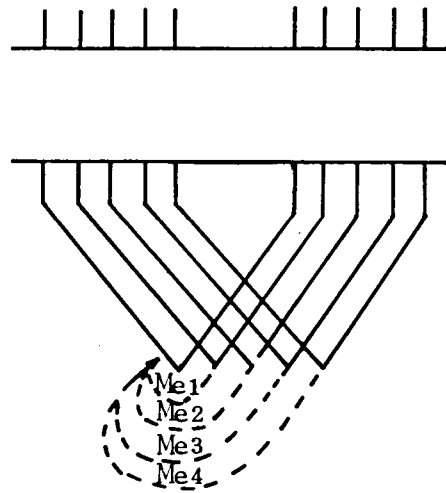
$$L_e = 2.0444 \quad \mu\text{H}$$

$$M_{e1} = 1.177 \quad \mu\text{H}$$

$$M_{e2} = 0.9150 \quad \mu\text{H}$$

$$M_{e3} = 0.6859 \quad \mu\text{H}$$

$$M_{e4} = 0.4898 \quad \mu\text{H}$$



付図 2 2 巻線端部の漏れインダクタンス

## 3) 短絡巻線のレイアウトのモード

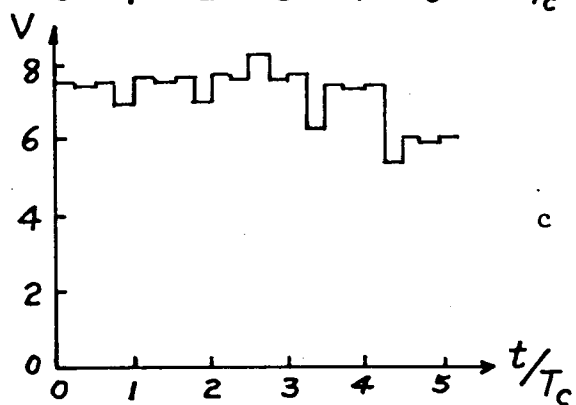
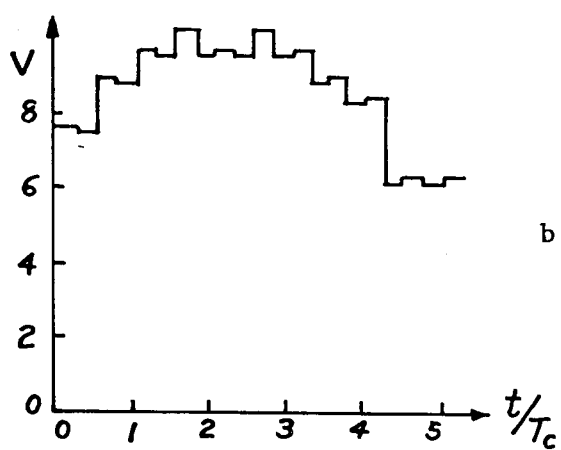
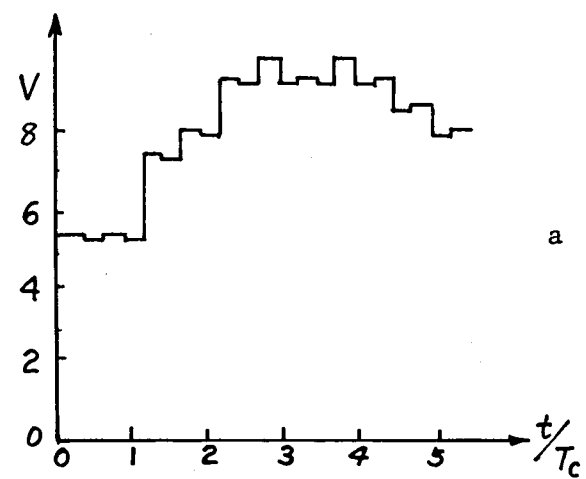
付図 1 9 の各モードにおける短絡巻線のレイアウトに従って求められた各モードにおけるインダクタンスのマトリックスの 1 部を付図 2 3 に示す。この図においてモード 1，モード 3，モード 5 はオーバーラップしてインダクタンスが時々刻々変化していることが分かる。付図 2 4 は，高速および低速時の各巻線のリアクタンス電圧分布を示す。



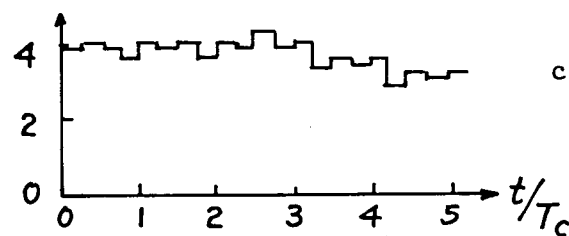
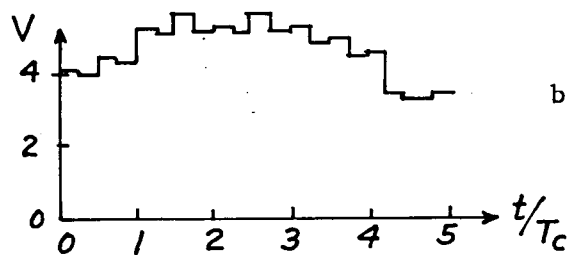
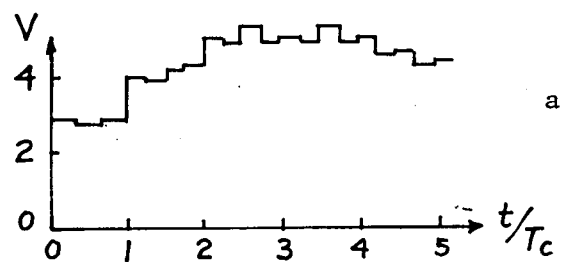
13.578	0.377	13.424	4.179	4.612	4.179	0.658	4.097	0.592	0.296	0.296		
0.377	13.627	0.377	9.494	0.296	9.270	4.100	0.658	4.097	0.511	3.987	0.296	
13.424	0.377	13.581	4.176	4.833	4.179	0.749	4.100	0.658	0.296	0.511	0.296	0.214
4.179	9.494	4.176	13.578	0.377	13.424	4.179	4.612	4.179	0.658	4.097	0.592	0.296
4.612	0.296	4.833	0.377	13.627	0.377	9.494	0.296	9.270	4.100	0.658	4.097	0.511
4.179	9.270	4.179	13.424	0.377	13.581	4.176	4.833	4.179	0.749	4.100	0.658	0.296
0.658	4.100	0.749	4.179	9.994	4.176	13.578	0.377	13.424	4.179	4.612	4.179	0.658
4.097	0.658	4.100	4.612	0.296	4.833	0.377	13.627	0.377	9.494	0.296	9.270	4.100
0.592	4.097	0.658	4.179	9.270	4.179	13.424	0.377	13.581	4.176	4.833	4.179	0.749
0.296	0.511	0.296	0.658	4.100	4.612	0.296	4.833	0.377	13.627	0.377	13.424	4.179
0.296	3.987	0.511	4.097	0.658	4.100	4.612	0.296	4.833	0.377	13.627	0.377	9.494
↑ モード5	0.296	0.296	0.592	4.097	0.658	4.179	9.270	4.179	13.424	0.377	13.581	4.176
	↑ モード3	0.214	0.296	0.511	0.296	0.658	4.100	0.749	4.179	9.494	4.176	13.578
		↑ モード1										

単位  $\mu\text{H}$

付図23 インダクタンスマトリックスの相互関係



(a) 高速時



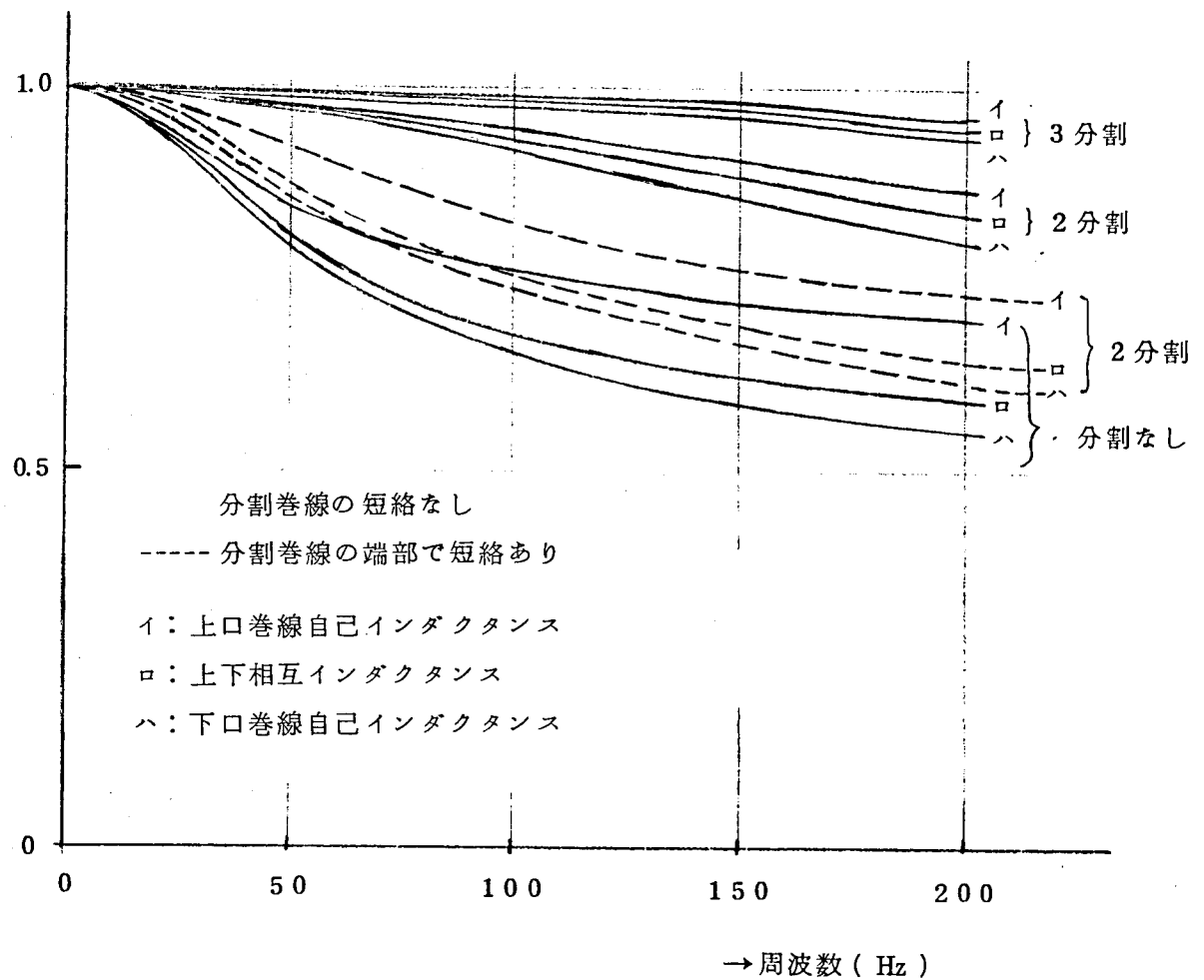
(b) 低速時

付図 24 リアクタンス電圧の分布

#### 4) 分割の効果

電流変化を正弦波交流とした場合のリアクタンスの周波数依存性を付図 25 に示した。パラメータとして、分割数をとった下口巻線の方が周波数依存性が顕著である。短絡を考慮しないと分割の効果は大である。もう一つの特徴は、2 分割の割合と分割なしの場合との差は必ずしも周波数にしたがって著るしくなるとはかぎらないことである。短絡点を考慮した場合の 2 分割の効果は小さいことがわかる。

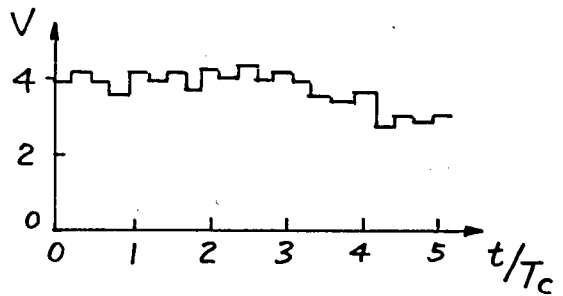
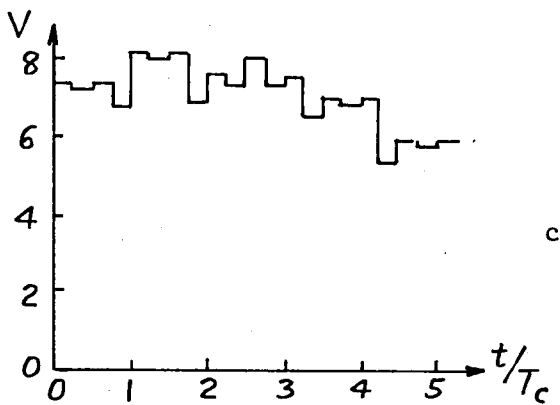
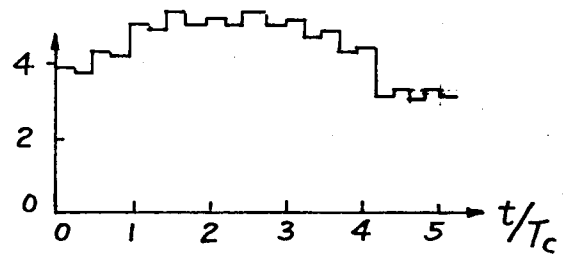
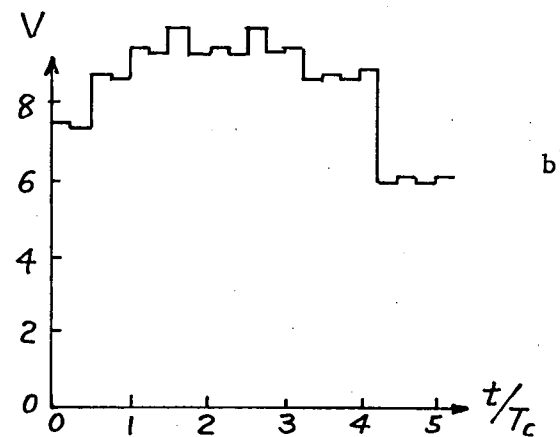
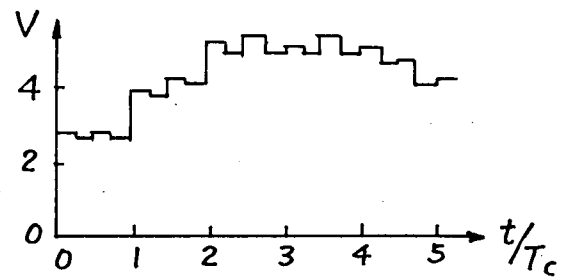
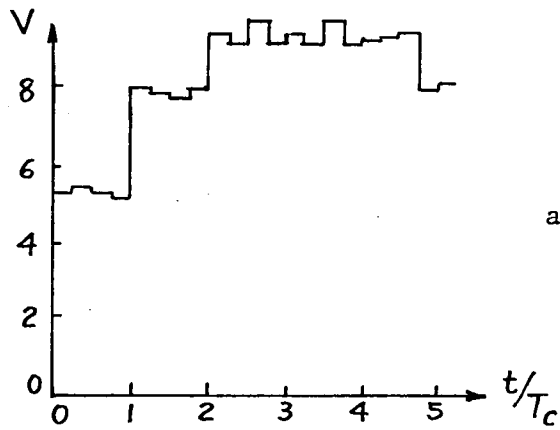
リアクタンスの変化率



付図 25 分割の効果と周波数の関係

### 5) リアクタンス電圧の周波数依存性

表4-3のモデルについて3.12図(a)の反転形状に対するリアクタンス電圧の変化を付図26に示す。低速時と高速時の各巻線のリアクタンス電圧の低減度はあまり変わらないことが分かる。



(a) 高速時

(b) 低速時

付図 26 リアクタンス電圧の変化